ELEKTRIE

7|89

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN · Postverlagsort für DDR Leipzig · EVP 2,50 Mark · ISSN 0013—5399

0120225

Neuerscheinungen und Nachauflagen

Experimentelle Prozeßanalyse

Von Prof. Dr. sc. techn. Jürgen Wernstedt. 1. Auflage. 392 Seiten, 242 Bilder, 139 Tafeln, Leinen, DDR 40,— M, Ausland 50,— DM.
Bestellangaben: 5540692/Wernstedt, Prozeßanalyse

Die experimentelle Prozeßanalyse stellt Methoden zur Ermittlung von Signal- und Systemmodellen aus gemessenen Daten zur Verfügung. Diese mathematischen Modelle gewinnen zunehmend an Bedeutung beim Erkennen von Wirkungsmechanismen und bei der rechnergestützten Lösung von Entwurfs-, Diagnose-, Überwachungs-, Steuerungs-, Vorhersage- und Planungsaufgaben in technischen und nichttechnischen Prozessen.
Der dargelegte Stoff ist in jedem Abschnitt durch Übungsaufgaben und Demonstrationsbeispiele ergänzt und illustriert.
Hauptabschnitte: Einführung · Beschreibung des Amplitudenverhaltens von Signalen · Beschreibung des dynamischen Verhaltens von Signalen · Bestimmung des dynamischen Verhaltens ungestörter Systeme · Bestimmung des statischen Verhaltens von gestörten Systemen · Bestimmung des dynamischen Verhaltens gestörter Systeme · Lösung der Übungsaufgaben.

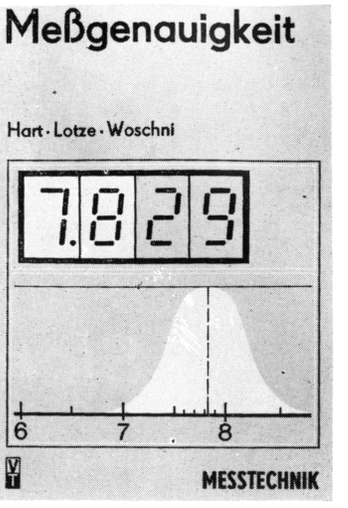
Lichtwellenleiter in automatischen Steuerungen

Von Prof. Dr. sc. techn. Hans Fuchs und Dr.-Ing. Knut Göpel. Reihe Automatisierungstechnik, Band 234. 1. Auflage. 88 Seiten, 66 Bilder, 11 Tafeln, Broschur, DDR 4,80 M, Ausland 8,— DM.
Bestellangaben: 5539333/Fuchs, Lichtwellen RA 234

In diesem Band werden nach einer kurzen Darstellung der Grundlagen der Lichtwellenleitertechnik die Bauelemente und Baugruppen zur Realisierung optischer Systeme zur Informationsgewinnung, -übertragung und -nutzung beschrieben. Probleme und Lösungsansätze der Montage- und Servicetechnik sowie der Projektierung werden dargestellt. Anwendungsbeispiele ergänzen die Ausführungen.

Auslieferung in diesen Tagen durch den Fachbuchhandel

Meßgenauigkeit



Von Prof. Dr. rer. nat. habil. Hans Hart, Prof. Dr.-Ing. habil. Werner Lotze und Prof. Dr.-Ing. habil. Dr.-Ing. E. h. Eugen-Georg Woschni. Reihe Meßtechnik. 2., unveränderte Auflage. 316 Seiten, 153 Bilder, 46 Tafeln, Leinen, DDR 43,— M, Ausland 52,— DM. Bestellangaben: 5541505/Hart, Meßgenauigkeit

Das Buch beschäftigt sich mit den Ursachen von Meßfehlern, ihrer Abschätzung und ihrer Vermeidung, Reduzierung oder Korrektur. Gleichrangig werden die Fehler von Messungen und die Ungenauigkeiten von Meßmitteln bis hin zu deren Prüfung in die Betrachtung einbezogen.
Hauptabschnitte: Entwicklungsstand der Fehlertheorie · Begriffsbildungen auf dem Gebiet der Meßgenauigkeit · Ermittlung und Beschreibung statischer Fehleranteile · Fehler bei digitalen Messungen · Ermittlung und Beschreibung dynamischer Fehler · Meßmittelfehler · Meßgenauigkeit indirekter Messungen · Fehlerkorrektur und ihre Grenzen · Fehler bei geometrischen Messungen als Beispiel für Fehleranalysen.

Elektroenergieanlagen

Von Dr.-Ing. Heinz Bätz u.a. 3., durchgesehene Auflage. 348 Seiten, 255 Bilder, 92 Tafeln, Leinen, DDR 26,— M, Ausland 36,— DM. Bestellangaben: 5541492/Bätz, Elektroenergie

Fachschullehrbuch. Auch sehr gut als Nachschlagewerk und für die Weiterbildung geeignet.
Hauptabschnitte: Einleitung · Bauteile und Betriebsmittel für den Starkstromanlagenbau · Planung und Berechnung von Beleuchtungsanlagen · Ermittlung des Leistungs- und Energiebedarfs in Elektroenergieanlagen · Kompensierung der Blindleistung · Schutzmaßnahmen gegen elektrischen Schlag · Kurzschlußstromberechnung in Starkstromanlagen ohne Kenntnis der Kurzschlußleistung in den einzelnen Kraftwerken · Berechnung der mechanischen und thermischen Kurzschlußstromfestigkeit von Betriebsmitteln · Projektierung von Elektroenergieanlagen.

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

7|89 ELEKTRIE

43. Jahrgang

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift der Elektrotechnik

ISSN 0013-5399

Organ des Fachverbands Elektrotechnik der Kammer der Technik

Die Zeitschrift erhielt die Goldene Ehrenplakette der KDT

Redaktionsbeirat

Vorsitzender:

Prof. Dr. sc. techn. J. Vogel

Mitglieder:

Prof. Dr. sc. techn. S. Altmann · Prof. Dr. sc. techn. H. Böhme · Prof. Dr. sc. techn. Dr. h. c. P.-K. Budig · Dr. sc. techn. G. Burkhard · Dr.-Ing. D. Flügge · Obering. K. Friedel · Prof. Dr. sc. techn. J. Hoffmann · Dipl.-Ing. H. Kabisch · Prof. Dr.-Ing. habil. R. Lappe · Dr. rer. nat. K. Möbius · Prof. Dr. sc. techn. E. Muschick · Prof. Dr. sc. techn. V. Pfeiler · Prof. Dr.-Ing. e.h. K. Pommer · Prof. Dr.-Ing. habil. R. Schönfeld · Obering. Dipl.-Ing. N. Wass · Prof. Dr.-Ing. habil. G.Wunsch

Korrespondenten:

Dr.-Ing. Hannella, Ilmenau · Dr.-Ing. W. Jordan, Dresden

Titelbild

Vielfalt prägt das LEW-Elektroisolierstoff-Angebot.
Favorit: Schwerentflammbare kupferkaschierte Basismaterialien für Leiterplatten, international qualitätsbestätigt durch Underwriters Laboratories Inc. (UL). Schaltungen hochbelasteter Anlagen sind damit brandsicher ausgelegt. Hochwertig: Ein Epoxidharzschichtpreßstoff für Mehrebenenleiterplatten, anwenderfreundlich verarbeitbar und ebenfalls UL-einsatzgeprüft. Effektiv auch die technische Lösung für die Herstellung von Prepregs. Weiterentwickelt wurde das Folienglimmererzeugnis Typ NMK 2000, das Isolierlamellen stark beanspruchter Kommutatoren langzeitstabil ausrüstet.

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Träger des Ordens Banner der Arbeit

Inhalt

Seite

Aktuelle Information 242

Niehoff, G.
Perspektiven des Drehstrommotors 243

Prof. Dr.-Ing. habil. Germar Müller 60 Jahre 244

Fachaufsätze

Bunzel, E.; Herrmann, U.; Münch, U.
Betriebsverhalten elektrodynamischer Schwingankerantriebe 245

Paulig, E.; Gensch, U.; Teferra, G.
Beurteilung der Kommutierungseigenschaften von Gleichstrommaschinen bei Äquivalentbelastung im Prüfprozeß 248

Paszek, W.
Ermittlung synthetischer Parameter von Turbogeneratoren mit Hilfe der Methode finiter Elemente 249

Bunzel, E.
Quasistationäres Modell zur Beschreibung des Betriebsverhaltens umrichtergespeister Drehfeldmaschinen 252

Kunze, W.; Kuß, H.; Binner, A.
Ermittlung von Parametern elektrischer Maschinen mit numerischer Feldberechnung 255

Kabisch, H.; Möller, D.
Vier Jahrzehnte Stromrichtertechnik in der DDR — 40 Jahre VEB Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin 257

Nicolai, U.; Conrad, H.
GTO-Thyristoren: Funktion, Eigenschaften, Einsatzmöglichkeiten und -probleme. Teil 2 260

Bunzel, E.; Schwerdfeger, D.
Motorspezifisches Modell und Parameter des Elektronikmotors und deren Identifikation 263

Zděnek, D.
Entwicklung regelbarer schnellaufender Drehstromantriebe großer Leistung 267

Krause, J.
Entwurf und Realisierung von Prozeßsteuerungen 269

Umschau

Fachtagungen 276

Patente 277

Bücher 278

AKTUELLE INFORMATION

Elektronische Stromversorgungstechnik — eine Voraussetzung für Schlüsseltechnologien

XVI. Fachtagung des Fachausschusses 14

Zeit: 6. November 1989
Ort: Berlin
Veranstalter: Fachverband Elektrotechnik in der Kammer der Technik, „Fachausschuß 14, Steuerungs- und Regelungstechnik"

Inhaltliche Schwerpunkte

— Schaltnetzteile — neue Bauelemente — neue Werkstoffe
— Praktische Schaltungstechnik
— Schutzgüte und neue Standards

Anfragen

sind schriftlich zu richten an:
Kammer der Technik, Präsidium
Fachverband Elektrotechnik
Clara-Zetkin-Straße 115/117
Berlin, 1086
H. Hoppe, Berlin EK 4020

Entwicklungstrends der Elektroenergieverteilung

9. Fachtagung „Stabile Energieversorgung"

Zeit: 21. November 1989
Ort: Leipzig, Leipzig-Information, Sachsenplatz
Veranstalter: Bezirksvorstand der KDT Leipzig; TH Leipzig, Sektion Elektroenergieanlagen

Inhaltliche Schwerpunkte

— Anlagen und Ausrüstungen für Verteilungsnetze
— Entwurf und Betrieb von öffentlichen Verteilungsnetzen
— Entwurf und Betrieb von industriellen Verteilungsnetzen
— Elektroenergiequalität und Elektromagnetische Verträglichkeit
— Netzautomatisierung
— Analyse transienter Vorgänge in Industrienetzen mit PC-Programmen

Es erfolgt eine Auswertung der CIRED 1989 (8. bis 12. Mai 1989 in Brighton/GB).

Anfragen

Bezirksvorstand der KDT Leipzig
PF 40, Leipzig, 7040 oder
Technische Hochschule Leipzig
Sektion Elektroenergieanlagen
Dr.-Ing. *H. Schau*, Tel. 3943147
Karl-Liebknecht-Str. 132, Leipzig, 7030
Die Redaktion EK 4016

Stadt- und Außenbeleuchtung

IX. Fachtagung

Zeit: 22. und 23. November 1989
Ort: Rostock, Ernst-Thälmann-Platz, Kultursaal der Deutschen Post
Veranstalter: Bezirksvorstand der KDT, Betriebssektion des VEB Stadtbeleuchtung Rostock; FA 8 „Außenbeleuchtung" der KDT

Inhaltliche Schwerpunkte

— Entwicklung und Fertigung neuer energiesparender Lichtquellen; Stand der Realisierung des Staatsauftrages
— Maßnahmen zur beschleunigten Umrüstung der Stadtbeleuchtung auf NA-Lampen
— Information zu Bauelementen (Lampen, Leuchten, Scheinwerfer, Zündgeräte)
— Stand der Bearbeitung von TGL 200-0617 und TGL 200-0745
— Einsatz der Computer in der Beleuchtungsplanung, -wartung und Projektierung (Software-Angebot)
— Probleme des Arbeitsschutzes in den Betrieben der Stadtbeleuchtung
— Ausstellung und Neuererbörse

Anfragen

Bezirksvorstand der KDT Rostock
Tel. 36161 App. 22
Waldemarstraße 20a, Rostock, 2500
Die Redaktion EK 4018

Industriebussysteme

Symposium

Zeit: 29. November 1989
Ort: Karl-Marx-Stadt
Veranstalter: Bezirksvorstand der KDT Karl-Marx-Stadt; TU Karl-Marx-Stadt; WGMA (FA 2 und FA 6)

Inhaltliche Schwerpunkte

Information über Stand der Entwicklungsarbeiten auf dem Gebiet der prozeßnahen Bussysteme, insbesondere PROFI-Bus, in der DDR. Es werden folgende Themengruppen behandelt:

— Überblick zu Industriebussystemen
— Entwicklungen zu Hard- und Software zur Implementierung der Schichten 1, 2 und 7 des ISO-Schichtenmodells

Anfragen

Kammer der Technik, VBc Karl-Marx-Stadt, Tagungsorganisation, Tel. 62141, PSF 504, Karl-Marx-Stadt, 9010
Buschbeck, Karl-Marx-Stadt EK 4015

Lichttechnik

2. Internationale Fachtagung

Zeit: 22. bis 24. Januar 1990
Ort: Berlin
Veranstalter: Fachverband Elektrotechnik in der Kammer der Technik; Wissenschaftliche Sektion Lichttechnik der KDT; Kombinat VEB NARVA

Inhaltliche Schwerpunkte

Orientierung eines breiten Kreises von Wissenschaftlern, Technikern und Praktikern der optischen Strahlung erzeugenden und anwendenden Industrie und anderen Bereichen der Wirtschaft über die Aufgaben des Licht-, Ultraviolett-, Infrarot-Beleuchtungs- und Bestrahlungstechnik.

- Neue Entwicklung auf den Gebieten
  - — Lampen und Strahler
  - — Leuchten und Bestrahlungseinrichtungen
  - — Bestrahlungstechniken und -technologien
  - — Beleuchtungsanlagen
  - — Zünd-, Vorschaltgeräte und Zubehör
  - — Licht- und Strahlungsmeßtechnik
- Rationelle Energieanwendung durch
  - — Einsatz hocheffektiver Lampen, Strahler und Anlagen
  - — Anwendung beleuchtungstechnischer Standardisierungs- und Projektierungsvorschriften
- Einsatz der Mikroelektronik und Rechentechnik bei der Erzeugnisentwicklung von optischen Strahlungsquellen und Leuchten und in der Beleuchtungstechnik, insbesondere bei Projektierungsaufgaben (CAD/CAM).
- Einsatz der optischen Strahlungstechnik für Hochtechnologien (Mikroelektronik, Biotechnologie, Medizin u.a.)
- Neueste Erkenntnisse der Grundlagenforschung auf den Gebieten
  - — Anwendung und Entwicklungstendenzen der optischen Strahlungstechnik
  - — Erzeugung optischer Strahlung
  - — Licht- und Strahlungsquellen
  - — Geräte und Vorrichtungen zum Betreiben und Untersuchungen von Licht- und Strahlungsquellen

Anfragen

sind schriftlich zu richten an
Kammer der Technik, Präsidium
Fachverband Elektrotechnik
Clara-Zetkin-Str. 115/117, Berlin, 1086
H. Hoppe, Berlin EK 4026

Elektroantriebstechnik und Elektroautomatisierungstechnik

7. Fachtagung mit internationaler Beteiligung

Zeit: 26. und 27. April 1990
Ort: TU „Otto von Guericke" Magdeburg
Veranstalter: Sektion Automatisierungstechnik und Elektronik

Thematische Schwerpunkte

— Entwicklung der elektrischen Antriebstechnik im Zeichen der Schlüsseltechnologien
— Einsatz elektrischer Antriebssysteme und Elektroautomatisierungslösungen im Schwermaschinen- und Anlagenbau
— Rechnergestützter Entwurf von Baugliedern für Elektroantriebssysteme
— Einsatz der Drehstromantriebstechnik

Anfragen

Technische Universität „Otto von Guericke" Magdeburg
Tagungsbüro: Tel. 592209, Telex 018214
Postschließfach 124, Magdeburg, 3010
Lehnert, Magdeburg EA 3097

Perspektiven des Drehstrommotors

Von

Obering. Gerhard Niehoff

Direktor für Wissenschaft und Technik im VEB Kombinat Elektromaschinenbau

Der Drehstrom-Asynchronmotor wandelt in einer modernen Industrie etwa 90% aller elektrischen Antriebsenergie um. Der Leistungsschwerpunkt liegt bei etwa 10 kW, also im Niederspannungsbereich. Der Elektromaschinenbau der DDR, speziell dafür verantwortlich der VEB Kombinat Elektromaschinenbau, hat sich seit seiner Gründung vor über 40 Jahren dieses Schwerpunkts angenommen. In dieser Zeit entstanden in einer Folge von 8 bis 10 Jahren die Generationen von VEM-Drehstrommotoren als

- Einheitsmotorenreihe
- Standardmotorenreihe
- Leistungsreihe M
- Leistungsreihe P.

Mit dieser kontinuierlichen Entwicklung steht der VEM-Elektromaschinenbau mit an der Spitze der Welt. Nur auf solche Weise konnten die für den klassischen Elektromaschinenbau noch zur Verfügung stehenden Entwicklungsreserven konsequent und umgehend erschlossen und damit die allezeit progressivste Leistungsachshöhen-Zuordnung erreicht werden.

Als solche Entwicklungsquellen müssen ständig in Betracht gezogen werden:

— die Verbesserung der Eigenschaften der Dynamobänder
— die Entwicklung wärmebeständiger Isolierstoffsysteme
— die Gestaltung der Belüftung
— die Fortschritte der Verfahrenstechnik zur Sicherung von Zuverlässigkeit und Geräuscharmut
— die Verwertung neuer wissenschaftlicher Erkenntnisse für treffsichere Entwurfsverfahren und die Optimierung nach volkswirtschaftlichen Gesichtspunkten.

Bemerkenswerte Leistungen bei der Erschließung von Entwicklungsquellen waren dabei

— die durchgängige Einführung des Semifinished-Verfahrens bei der Magnetkörperfertigung, die auf der Grundlage hoher Eigenleistungen des Elektromaschinenbaus Höchstwerte an Magnetisierbarkeit der Magnetkörper ermöglichte
— die Einführung von Flächenisolierstoffen auf Polyesterbasis unter Nutzung eines neuen Wirkprinzips bei der Herstellung des Vlies, der Wasserstrahlverfestigung, die ein Optimum an Aufnahmefähigkeit der Imprägniermittel und an Oberflächengüte mit sich brachte
— die Optimierung des Entwurfs der aktiven Teile der Motoren gemeinsam mit RGW-Entwicklungszentren
— die Entwicklung komplexer Werkstoffe und Zuverlässigkeitsuntersuchungsmethoden, die u.a. auch die Fragen der Schaltspannungsfestigkeit und des Feuchteeinflusses berücksichtigen.

Gerade weil es in Anbetracht des erreichten hohen Entwicklungsstandes der Standard-Drehstrommotoren so außerordentlich mühsam und aufwendig ist, immer neue, volkswirtschaftlich und anwenderseitig nutzbare Entwicklungsfortschritte beim Erzeugnis selbst zu erzielen und weil heute noch eine große Kluft zwischen den erreichten Ergebnissen beim Hersteller zu den Einsatzbedingungen beim Anwender herrscht, — im Mittel werden die Motoren nur zu 60% ihrer Nennleistung betrieben —, hat sich der Elektromaschinenbau verstärkt den Problemen des Einsatzes der Motoren, d.h. den Aufgaben der Antriebsprojektierung zugewandt.

Mit der Einführung der Projektierungs-Software VEM prodrive A zur antriebsgerechten Auswahl von Asynchronmotoren wurde auch dem weniger antriebstechnisch qualifizierten Anwender ein Arbeitsmittel in die Hand gegeben, das, in der gesamten Volkswirtschaft angewendet, systematisch zu einer Steigerung der Auslastung der Motoren auf 70 bis 80% im Jahre 1995 führen soll.

Inzwischen wurde auch für umrichtergespeiste Motoren eine auf Personalcomputer einsetzbare Software entwickelt, die den speziellen Gegebenheiten des drehzahlvariablen Betriebs mit ihren Auswirkungen auf die Belüftung und des Spannungs-Frequenzregimes Rechnung trägt.

Kann man für die Drehstrommotoren des VEB Kombinat Elektromaschinenbau in der Zukunft noch mehr erwarten? Wird es bei der nächsten, 5. Generation, weitere Fortschritte auf der Anwenderseite geben? Es kann hier nicht auf die über 50 Entwicklungsvorhaben in der Zulieferindustrie der DDR eingegangen werden, die systematisch zum kontinuierlichen Fortschritt beitragen werden. Wesentlich erscheinen die prinzipiellen Erkenntnisse, die den Drehstrommotor des Jahres 2000 noch attraktiver machen.

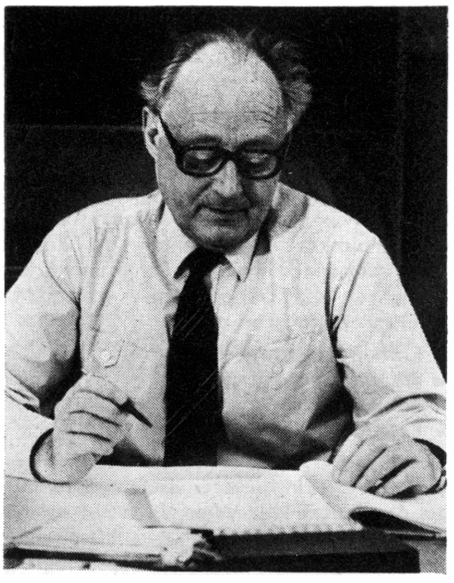
Von prinzipieller Bedeutung ist für diesen Zeitraum der zunehmende Einfluß der Umrichterspeisung zur Gestaltung drehzahlvariabler Drehstromantriebe. Dafür ist bisher seitens des Motorenentwicklers noch relativ wenig getan worden. Kann man auch erwarten, daß die Güte der Umrichterspeisung, wesentlich beeinflußt durch den Oberwellengehalt der elektrischen Größen, weiter zunimmt, so muß doch auf den Entwurf der Motoren im Sinne einer Optimierung Einfluß genommen werden. Neue Anforderungen werden an Berechnungsverfahren für die Verluste in allen Betriebsfällen gestellt. Die Dynamik der thermischen Verhältnisse muß neu betrachtet werden. Selbstverständlich muß alles in extremer Geräuscharmut sich niederschlagen.

Bei der Lösung der wissenschaftlich bedeutenden Aufgaben rechnen wir mit der geistigen Potenz, die uns in den Hochschulen der DDR zur Verfügung steht. Prof. Dr.-Ing. habil. Germar Müller, der in diesem Monat seinen 60. Geburtstag feiert, ist uns mit seinen Erfahrungen und seinem theoretischen Wissen ein wichtiger Partner.

Der Anwender von VEM-Drehstrommotoren kann gewiß sein, daß die kontinuierliche Weiterentwicklung dieser Motoren Früchte trägt, die sich bei der Realisierung seiner Aufgaben ökonomisch niederschlagen und die seinen Export durch die Nutzung moderner Antriebstechnik unterstützen. Dafür sorgt auch die internationale Konfrontation, der die auf allen Märkten der Welt gut eingeführten VEM-Motoren ausgesetzt sind.

EA 3078

Prof. Dr.-Ing. habil. Germar Müller 60 Jahre



Prof. Dr.-Ing. habil. *Germar Müller* studierte von 1950 bis 1955 an der damaligen Technischen Hochschule Dresden an der Fakultät für Elektrotechnik und promovierte 1959 zum Dr.-Ing.

Bei seiner Tätigkeit als Assistent und Oberassistent am Institut für elektrische Maschinen trug er mit großem Engagement dazu bei, neue Formen in der Ausbildung und der wissenschaftlichen Arbeit zu suchen. Nicht zuletzt war es auch sein Verdienst mit, daß ein Kollektiv von jungen Hochschul-Mitarbeitern zum intensiven, kollektiven, wissenschaftlichen Erfahrungsaustausch und Arbeiten zusammengeführt wurde. Seine Fähigkeiten auf pädagogischem Gebiet, besonders in der Logik der Problemanalyse und der Darstellungsweise, führten dazu, daß ihm schon während seiner Tätigkeit an der TH Dresden schwierige Lehraufgaben übertragen wurden, die er mit großer Akribie zum Erfolg führte.

Die Berufung an die TH Ilmenau als Dozent und ab 1966 als ordentlicher Professor für das Fachgebiet Elektrische Maschinen boten ihm die Möglichkeit, seine Ideen zur neuen Profilierung der Ausbildung auf diesem Fachgebiet umfassend zu verwirklichen. Parallel zum Aufbau der neuen Vorlesungen und Praktika entstand in dieser Zeit der erste Teil des von ihm herausgegebenen Hochschul-Lehrwerkes „Elektrische Maschinen". Mit dem Druck der Bände „Grundlagen, Aufbau und Wirkungsweise rotierender elektrischer Maschinen" und „Theorie rotierender elektrischer Maschinen" sowie des Bandes *Vogt*: „Berechnung rotierender elektrischer Maschinen", bei dem Prof. Dr.-Ing. habil. *G. Müller* als Mitautor tätig war, wurde eine moderne Grundlage für die Ausbildung auf diesem Fachgebiet in der DDR geschaffen. Die Bedeutung und internationale Anerkennung dieses Werkes wird durch Teilauflagen in der BRD und in verschiedenen RGW-Ländern unterstrichen. Diese und umfangreiche weitere Veröffentlichungen von wissenschaftlichen Ergebnissen führten sehr schnell zu internationaler Beachtung und Anerkennung, was letztlich mit dazu beitrug, daß zu den Internationalen Wissenschaftlichen Kolloquien der TH Ilmenau eine große Anzahl international bedeutender Fachleute gewonnen werden konnte.

Prof. Dr.-Ing. habil *G. Müller* war und ist stets geprägt von dem Streben, das Neue anzufassen und voranzutreiben. Die von ihm geführten Arbeiten auf den Gebieten des Einsatzes der Kryo-Elektrotechnik im Elektromaschinenbau, auf dem Gebiet der Erwärmung und Kühlung elektrischer Maschinen und dem Gebiet der Klein- und Kleinstmaschinen, als Forschungslinien während seiner Tätigkeit an der TH Ilmenau, sind die logische Folge.

Fast gleicher Logik entsprang offensichtlich sein Entschluß, 1977 dem Ruf des damaligen Generaldirektors des Kombinates Elektromaschinenbau, Prof. Dr. *Hahn*, zu folgen und die Leitung des Bereiches Forschung des Kombinates Elektromaschinenbau zu übernehmen. In dieser Funktion hat er die Profilierung des Kombinates in dem vergangenen Jahrzehnt entscheidend mitbestimmt. Seine Arbeit hatte dabei die Anwendung neuer Prinzipien, insbesondere auf dem Gebiet der Mikro- und Leistungselektronik, die Anwendung und Ausnutzung neuer Werkstoffe sowie die Entwurfs- und Einsatzoptimierung elektrischer Maschinen zum Ziel. Während dieser Zeit wurde auch der Band „Betriebsverhalten rotierender elektrischer Maschinen" fertiggestellt.

Trotz seiner umfangreichen Aufgaben war er stets bei der Lösung technisch schwieriger Probleme bereit, seine Erkenntnisse und Erfahrungen einzusetzen, womit er sich letztendlich eine hohe Anerkennung und Wertschätzung bei allen Mitarbeitern des Kombinates Elektromaschinenbau erwarb. Seine international anerkannten Leistungen führten zur Berufung in mehrere Arbeitsgruppen der IEC und zur Übertragung des Vorsitzes der Ständigen Nationalen Arbeitsgruppe TC2 „Rotierende elektrische Maschinen". In dieser Funktion wirkt er entscheidend an der Erarbeitung von internationalen Empfehlungen mit und konnte wichtige Erfahrungen aus der industriellen Praxis einbringen.

Prof. Dr.-Ing. habil. *G. Müller* ist außerdem Mitglied des Forschungsrates und trägt auch hier zur Vorbereitung perspektivischer Aufgaben auf dem Sektor rotierende elektrische Maschinen aktiv bei.

Ein weiterer Höhepunkt seiner Tätigkeit im Kombinat Elektromaschinenbau war die Vorbereitung und Durchführung der Internationalen Wissenschaftlich-Technischen Tagung in Dresden anläßlich „Ein Jahrhundert industrieller Elektromaschinenbau — 40 Jahre volkseigener Elektromaschinenbau", die er gemeinsam mit Prof. Dr. sc. techn. Dr. h. c. *Budig* zu einem international anerkannten Niveau führte. Es ist wohl nicht vermessen, festzustellen, daß Prof. *Müller* eine neue Generation von Kadern mitgeprägt hat, die mittlerweile führende Positionen in unserer Volkswirtschaft innehat und die von den von ihm geprägten Eigenschaften — Wissen, Logik und Zielstrebigkeit — profitieren. Sein Entschluß, nach mehr als 10jähriger Industrietätigkeit sich wieder der Lehre zuzuwenden, ist für die in der Ausbildung befindliche Generation ein großer Gewinn.

Wünschen wir Prof. *Müller* bei der Umsetzung seiner neuen Ziele viel Erfolg und Gesundheit.

E 6038

Im VEB Verlag Technik erschienen folgende Fachbücher, deren Autor oder Herausgeber Prof. Dr.-Ing. habil. *G. Müller* ist:

Gesamtlehrwerk „Elektrische Maschinen"

- — Theorie rotierender elektrischer Maschinen, 1967 (Autor)
- — Grundlagen, Aufbau und Wirkungsweise, 1970 (Autor)
- — Betriebsverhalten rotierender elektrischer Maschinen, 1984 (Autor)
- — *Vogt, K.:* Berechnung rotierender elektrischer Maschinen, 1972 (Hrsg.)

Monographien-Reihe über elektrische Maschinen

Herausgeber: *G. Müller*

- — *Habiger, E.:* Two-Phase Servo-Motors, 1973
- — *Budig, P.-K.:* Elektrische Traktionsmotoren, 1975
- — *Budig, P.-K.:* Drehstromlinearmotoren, 1978
- — *Noack, F.:* Schalterbeanspruchungen in Hochspannungsnetzen, 1980
- — *Ivanov-Smolenskij, A. V.; Meye, J.:* Physikalische Modellierung elektromagnetischer Felder und Prozesse in elektrischen Maschinen, 1984
- — *Richter, C.:* Elektrische Stellantriebe kleiner Leistung, 1984
- — *Seefried, E.; Müller, G.:* Frequenzgesteuerte Drehstrom-Asynchronantriebe, 1988

Die Redaktion

Betriebsverhalten elektrodynamischer Schwingankerantriebe

E. Bunzel, KDT; U. Herrmann, KDT; U. Münch, KDT, Dresden

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. *Germar Müller* zum 60. Geburtstag

Verwendete Formelzeichen

B	Induktion
d_K	Kolbendurchmesser
e	induzierte Spannung
f	Kraft
$\hat{g}$	Scheitelwertzeiger allgemein
h	Reibungsmitgang
i_{Sp}	Spulenstrom
k	Konstante
L_{Sp}	Induktivität
l_W	bewickelte Spulenlänge
l_p	Pollänge
n	Nachgiebigkeit
m	Masse
p	Druck
P	Leistung
R_{Sp}	Spulenwiderstand
S	Stromdichte
U	mittlerer Umfang der Spule
u	Spannung
v	Geschwindigkeit
V	Volumen
w	Windungszahl
W	Energie
x	Weg
ω	Kreisfrequenz
ω_0	Resonanzfrequenz
ψ^*	auf Länge bezogene Flußverkettung
Θ	Durchflutung
ϱ	Dichte.

Zahlreiche technische Prozesse erfordern einen periodisch-translatorischen Bewegungsablauf. Als Beispiel sind akustische Wandler, Pumpen und Verdichter [1] sowie Schwingtische [2] zu nennen. Für die Erregung dieses Bewegungsablaufs eignen sich insbesondere solche Antriebskonzepte, die die gewünschte Bewegungsform primär bereitstellen. Im Gegensatz zum rotierenden Antrieb entfällt hier der mechanische Wandler zur Änderung der Bewegungsform. Damit ist sowohl ein hoher Wirkungsgrad als auch eine hohe Dynamik der gesamten Anordnung bei geringem mechanischem Aufwand erreichbar. Das Betriebsverhalten solcher Antriebe unterscheidet sich prinzipiell von dem rotierender elektrischer Maschinen. Die angestrebten Gütekriterien für die Auslegung von elektrodynamischen Linearantrieben hängen weitestgehend vom Verwendungszweck ab.

Für solche Linearantriebe, bei denen der Aspekt der Energieumformung im Vordergrund steht (Pumpen und Verdichter), werden als Gütekriterien ähnlich wie bei rotierenden elektrischen Maschinen vor allem das Leistungs-Masse-Verhältnis, der Wirkungsgrad, die Linearität des Zusammenhangs Antriebskraft — Strom sowie der Oberschwingungsgehalt des Bewegungsablaufs wirksam. Im Gegensatz dazu stehen bei elektroakustischen Wandlern und Schwingungserregern erhöhte Anforderungen in bezug auf den Frequenzgang und damit unmittelbar im Zusammenhang auf die erreichbare Bandbreite.

Im folgenden wird ein vereinfachtes Modell zur Beschreibung des betriebsverhaltens vorgestellt und diskutiert. Für die Erfüllung der oben genannten Gütekriterien werden erste prinzipielle Gedanken zur Auslegungsphilosophie am Beispiel eines Schwingspulenmotors für lineare elektromechanische Energieumformer entwickelt.

Dr. sc. techn. *Eckehard Bunzel;* Dr.-Ing. *Ulrich Münch* sind wissenschaftliche Oberassistenten, Dipl.-Ing. *Uwe Herrman* ist wissenschaftlicher Assistent an der TU Dresden, Sektion Elektrotechnik.

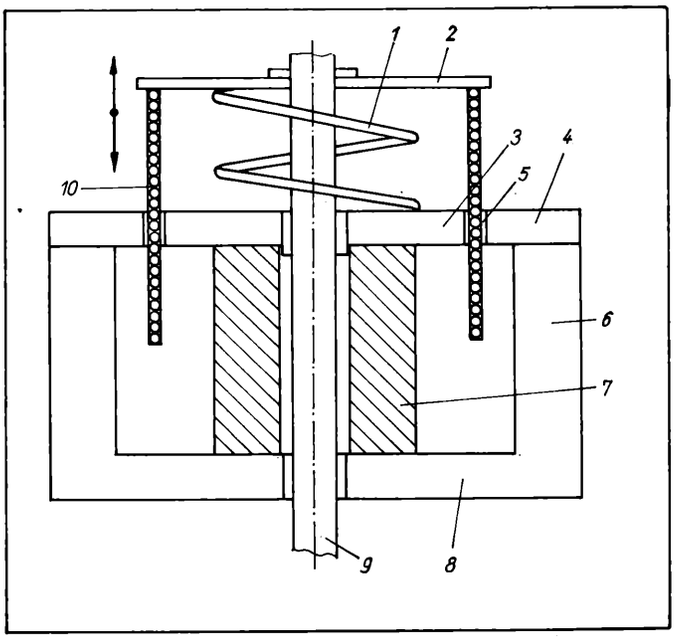


Bild 1. Prinzipieller Aufbau eines Schwingspulenmotors

1. Aufbau des Linearantriebes

Bild 1 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Schwingspulenlinearantriebes, wie er besonders für Alnico-Erregermagnete typisch ist. Bei Anwendung hochenergetischer Magnete (Samarium-Kobalt- oder Neodym-Eisen-Bor-Magnete) ist auch die Umkehrung dieses Prinzips, d.h. die Schwingmagnetanordnung mit ruhender Spule bei vertretbaren Schwingmassen realisierbar.

Hauptelement des Ständers ist der Dauermagnet, der als Kern- oder Außenmagnet ausführbar ist. Der von ihm erregte magnetische Fluß wird dem Arbeitsluftspalt über die beiden Polringe, das Rückschlußjoch und über die Grundplatte zugeführt. Das gesamte Ankersystem ist axial beweglich angeordnet. Es besteht aus der Schwingspule, getragen vom Spulenteller, der Achse und dem Kraftübertragungsmechanismus. In der Mehrzahl der Fälle ist das Schwingungssystem über eine linear wirkende Feder mit dem Ständersystem gekoppelt. Feder und Masse des Systems bilden so einen mechanischen Parallelresonanzkreis, dessen Eigenschaften für die Erzielung eines bestimmten Betriebsverhaltens ausschlaggebend sind und deshalb bei der Auslegung gezielt beeinflußt werden müssen. Für dynamisch hochwertige und präzise geregelte Antriebe kann der Motor mit einem induktiven oder kapazitiven Wegmeßsystem ausgerüstet werden. Die Stromversorgung der Schwingspule erfolgt über entsprechende Litzen oder über die Federn des Systems.

2. Modell zur Beschreibung des Betriebsverhaltens

Das Betriebsverhalten des Motors wird hauptsächlich durch die Komponenten

— elektrischer Kreis
— mechanischer Resonanzkreis des Systems
— Wandlermechanismus zwischen elektrischem und mechanischem Kreis
— mechanische Belastung des Systems

bestimmt.

Im Bild 2 ist das aus den oben genannten Komponenten bestehende Modell abgebildet, wobei die in [3] hergeleitete Darstellungsweise Anwendung findet. Die Schwingspule hat den ohmschen Widerstand R_{Sp} und die Induktivität der Spule L_{Sp}. Es gilt:

$$U_{Sp} = i_{Sp} R_{Sp} + L_{Sp} \frac{\mathrm{d}\, i_{Sp}}{\mathrm{d}\, t} - e. \qquad (1)$$

Der mechanische Parallelresonanzkreis besteht aus der schwingungsfähigen Masse m, die an einer Feder der Nachgiebigkeit n befestigt ist. Dieser Parallelresonanzkreis wird durch einen Reibungsmitgang h_{ges} bedämpft, der die Gleitreibungsverluste der Axiallager, die Ummagnetisierungsverluste im Magnetkreis und die abgegebene Leistung repräsentiert.

Für die Kräfte in den Einzelelementen gelten bei sinusförmiger Anregung folgende Gleichungen:

Massen-Beschleunigungskraft (Blindanteil der Kraft)
$$f_m = m \frac{d^2 x}{dt^2} \quad (2)$$

Federkraft (Blindanteil der Kraft)
$$f_n = \frac{1}{n} x \quad (3)$$

Kraft im Reibungsmitgang (Realanteil der Kraft)
$$f_h = \frac{1}{h} \frac{dx}{dt} \quad (4)$$

$$\frac{1}{h} = \frac{1}{h_{um}} + \frac{1}{h_{reib}}. \quad (5)$$

Unter Realanteil der Kraft wird dabei die Kraftkomponente verstanden, die sich in Phase mit der Geschwindigkeit des linear bewegten Systems befindet und demzufolge zum Leistungsumsatz beiträgt, während als Blindanteil der Kraft die um 90° gegenüber der Geschwindigkeit phasenverschobenen Kraftanteile verstanden werden sollen, die lediglich energiespeichernde Wirkung haben.
Der Reibungsmitgang, hervorgerufen durch die Gleitreibung h_{reib} sowie der Reibungsmitgang durch die Ummagnetisierungsverluste h_{um} werden dabei entsprechend (6) und (7) berechnet:

$$h_{reib} = \frac{\omega |\hat{x}|}{|\hat{f}_{reib}|}, \quad (6) \qquad h_{um} = \frac{1}{2} \frac{\omega^2 |\hat{x}|^2}{P_{um}}. \quad (7)$$

Bei der Bestimmung der Größe der Ummagnetisierungsverluste in (7) ist zu beachten, daß der verlustverursachende Wechselfluß einen gegenüber dem Spulenstrom einfachfrequenten- sowie einen doppeltfrequenten Anteil hat, da er von einer Durchflutung hervorgerufen wird, die sich aus einem sich sinusförmig ändernden Spulenstrom und einer sich sinusförmig ändernden wirksamen Windungszahl auf Grund der Spulenbewegung zusammensetzt. Für eine als unendlich klein angenommene Pollänge gilt angenähert:

$$\Theta = I_{Sp} \cdot w, \quad (8)$$

wobei

$$i_{Sp} = (\hat{I}_{Sp}) \sin(\omega t) \quad (9) \quad \text{und} \quad W = \frac{W_{Sp}}{2} [\cos(\omega t) + 1] \quad (10)$$

sind.

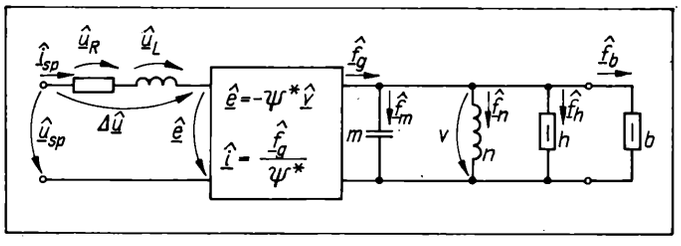


Bild 2. Modell des Schwingspulenmotors

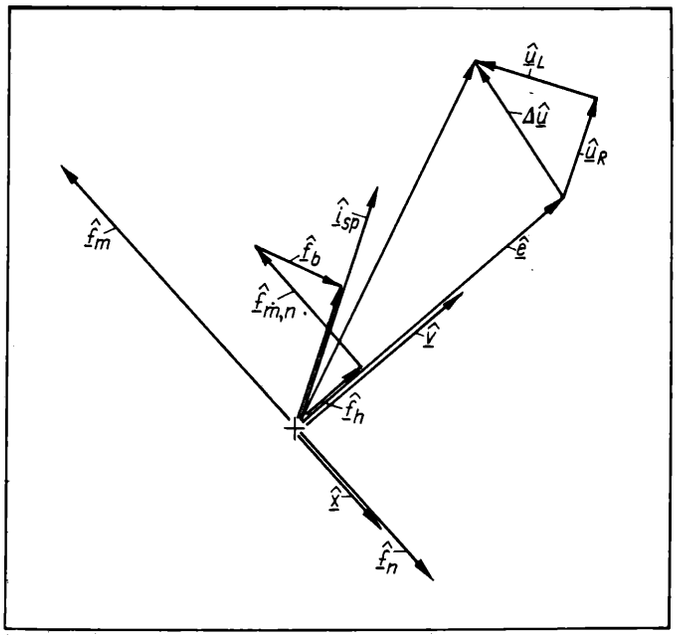


Bild 3. Ermittlung der Ersatzparameter der Last

Bezüglich der Belastung des Motors ist in der Regel mit einem nichtlinearen Standwert (mechanische Impedanz) zu rechnen. Lineare Ersatzparameter lassen sich angenähert aus dem Kraft-Weg-Diagramm des Bewegungsablaufs bestimmen. Für den relativ häufig anzutreffenden Anwendungsfall solcher Maschinen für Verdichter wird zweckmäßigerweise das p-V-Diagramm eines Verdichtungszyklus ausgewertet (Bild 3).
Der aus der Belastung resultierende Reibungsmitgang wird aus der Fläche (Energie) des p-V-Diagramms ermittelt:

$$W = \int_A p \, dV, \quad (11)$$

$$h_B = \frac{\hat{V}}{\hat{f}_{B,h}} = \frac{4 \omega (V_2 - V_1)^2}{\pi \cdot W \cdot d_K^4}. \quad (12)$$

Der zweite Ersatzparameter, die lineare Nachgiebigkeit n, erfordert die Annäherung des realen p-V-Diagramms durch eine Ellipse (Linearisierung). Sie kann dann aus der Gesamtkraft f_B und der Wirkkomponente der Kraft $f_{B,h}$ (Kraft bei $v = \hat{v}$ bzw. bei $x = 0$) bestimmt werden:

$$n_B = \frac{\hat{x}}{\sqrt{\hat{f}_B^2 - \hat{f}_{B,h}^2}} = \frac{16}{\pi^2 d_K^4} \frac{(V_2 - V_1)}{\sqrt{(p_2 - p_1)^2 - \Delta p^2}}. \quad (13)$$

Für die Bestimmung des Betriebsverhaltens sind die Elemente des mechanischen Resonanzkreises mit den jeweiligen Ersatzgrößen für die Belastung (Reibungsmitgang, Nachgiebigkeit, Masse) zu ergänzen:

$$\frac{1}{h_{ges}} = \frac{1}{h} + \frac{1}{h_B}, \quad (14)$$

$$\frac{1}{n_{ges}} = \frac{1}{n} + \frac{1}{n_B}. \quad (15)$$

Die Kopplung zwischen dem elektrischen und dem mechanischen System ist im Bild 2 durch einen Koppelvierpol dargestellt. Als beschreibende Gleichungen für den Vierpol gelten das Induktions- und das Kraftwirkungsgesetz.

$$\hat{e} = \psi^* \hat{v}, \quad (16)$$

$$\hat{i}_{Sp} = \frac{\hat{f}_{ges}}{\psi^*}, \quad (17)$$

mit

$$\psi^* = B W_{Sp} \frac{l_p}{l_W} U. \quad (18)$$

3. Betriebsverhalten des Motors

Zur Untersuchung des prinzipiellen Betriebsverhaltens soll von typischen Randbedingungen ausgegangen werden. Für einen Verdichtermotor sind das:

— sinusförmige Ansteuerung
— lineare Ersatzelemente
— Betrieb mit Regelung auf einen konstanten Hub
— Betrieb bei konstanter Energie (konstante Fläche des p-V-Diagramms).

Die Zusammenhänge zwischen den auftretenden physikalischen Größen sind für die oben genannte Voraussetzungen im Zeigerbild (Bild 4) dargestellt.
Die Bilder 5 und 6 zeigen die Frequenzabhängigkeit der Beträge einzelner ausgewählter Größen unter den gleichen Randbedingungen für einen Motor mit folgenden Daten:

$W = 0{,}6$ Ws; $m = 300$ g; $n = 0{,}95 \cdot 10^{-4}$ mN^{-1};

$R_{Sp} = 5\,\Omega$; $\hat{x} = 10$ mm; $\hat{f}_{reib} = 10$ N; $\omega_0 = 188$ s^{-1}.

Aus den Kurven ist ersichtlich, daß ein sinnvoller praktischer Betrieb der Maschine nur in der Nähe der Resonanzfrequenz möglich ist. Inwieweit Abweichungen zugelassen werden können, hängt vom Verhältnis der einzelnen Kräfte und damit von der Güte des Resonanzkreises ab. Zu erkennen ist vor allem das ausgeprägte Spulenstromminimum, verbunden mit dem Wirkungsgradmaximum im Resonanzpunkt.
Sehr oft steht deshalb die Frage nach einer Regelung des Antriebs auf die Resonanzfrequenz. Das Spulenstromminium kann hierbei als Kriterium für Resonanz verwendet werden.
Die im Bild 5 dargestellte konstante Kraft der Belastung $f_{h,B}$ über der Frequenz repräsentiert den frequenzabhängigen Reibungsmitgang der Last (11).

$$h_B = k \omega. \quad (19)$$

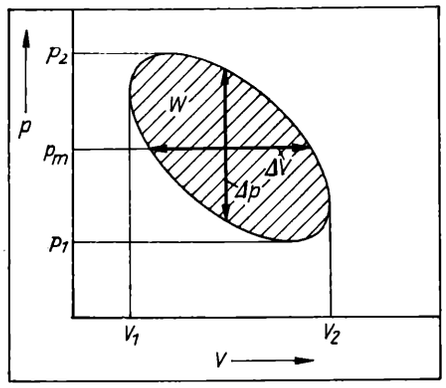


Bild 4. (links) Zeigerbild des Schwingspulenmotors

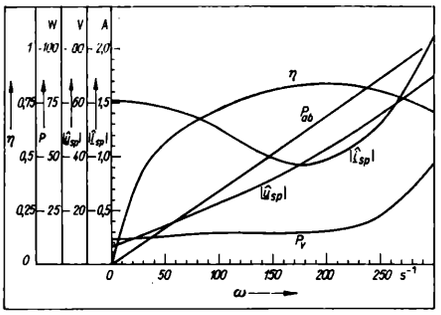


Bild 6. (oben) Betriebsverhalten für konstanten Hub

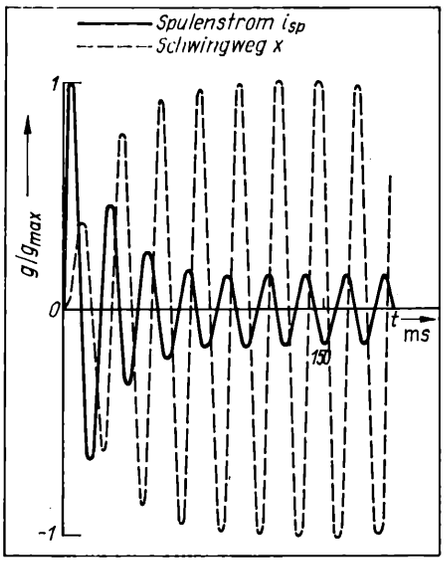


Bild 7. (rechts) Hochlaufvorgang

Für das mechanische Resonanzsystem resultiert daraus eine mit wachsender Frequenz sinkende Dämpfung.
Mit dem vorgestellten Gleichungssystem können unter Verwendung entsprechender Simulationsprogramme auch Untersuchungen bezüglich weiterer Randbedingungen und Betriebsarten durchgeführt werden. Beispielsweise ist es mit Hilfe des digitalen Simulationsprogramme DS 88 [4] einfach möglich, nichtsinusförmige Ersatzelemente (reales p-V-Diagramm) zu berücksichtigen, die Wirkung unsymmetrischer, nichtsinusförmiger Ansteuerung der Schwingspule (Impulsansteuerung) zu untersuchen oder auch dynamische Vorgänge zu simulieren.
Bild 7 zeigt den mit einem solchen Programm untersuchten Hochlaufvorgang bei sinusförmiger Ansteuerung unter voller Belastung bei Spulennennspannung. Es zeigt sich, daß der Anlauf trotz relativ geringer Nachgiebigkeit der eingesetzten Feder von $0{,}95 \cdot 10^{-4}\ \mathrm{mN^{-1}}$ problemlos erfolgt.

4. Auslegungsgesichtspunkte

Aus dem frequenzabhängigen Verlauf, insbesondere der Kräfte im mechanischen System, sind prinzipielle Aussagen zur Beeinflussung der eingangs beschriebenen Gütekriterien sowie zu Auslegungsgrenzen ableitbar.
Die abgegebene mechanische Leistung des Antriebes kann entsprechend (20) durch die Kraft, die Kreisfrequenz und den Hub des linearen Antriebsmechanismus beeinflußt werden:

$$P = \frac{1}{2} \left| \hat{\underline{f}} \right| \cdot \omega \left| \hat{\underline{x}} \right|. \tag{20}$$

Die maximale Geschwindigkeit als Produkt von ω und $\hat{x}$, wird durch die maximal zulässige Beschleunigung begrenzt. Ein Hub von 15 mm sowie eine Grenzfrequenz von 50 Hz sind hierbei als technisch beherrschbare Auslegungsgrenze zu betrachten. Bei diesen Werten treten immerhin bereits maximale Beschleunigungen von etwa 150 g und eine Maximalgeschwindigkeit von 5 m/s auf.
Für die maximale Kraft wird eine Schranke vor allem durch die thermisch bedingte maximale Stromdichte und die mechanisch bedingte maximale Kupfermasse wirksam. Die Kupfermasse ist vor allem wegen der beschränkten Schwingmasse auf Grund der sonst unzulässig niedrigen, technologisch nicht beherrschbaren Nachgiebigkeit der Feder entsprechend (21) begrenzt:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{n\,m}}. \tag{21}$$

Entsprechend (22) ergibt sich mit den Werten $m = 500$ g, $B = 0{,}6$ T und $S = 5\ \mathrm{A/mm^2}$ eine maximale Kraft von etwa 60 N:

$$\left| \hat{\underline{f}} \right| = B_\delta \frac{l_p}{l_W} W_{Sp}\, U \left| \hat{i}_{Sp} \right| = B_\delta \frac{l_p}{l_W} \hat{S}\, \frac{m_{eu}}{\varrho_{eu}}. \tag{22}$$

Die Maximalleistung eines solchen Linearantriebes liegt demzufolge bei etwa 150 W. Dieser Wert ist als Idealwert zu betrachten, da er ohne die auftretenden Verluste durch Gleitreibung und Ummagnetisierung bestimmt wurde.
Bei einer Auslegung der Maschine im Bereich des Maximalwertes der Leistung ist nur eine sehr geringe Bandbreite erreichbar, da die Feder- und Beschleunigungskräfte den Wert der leistungsbildenden Kraft (Realteil der Gesamtkraft) um ein Vielfaches übersteigen.
Große Bandbreite ist damit zwangsläufig nur für kleine Leistungen denkbar. Der beschriebene Effekt kann geringfügig abgeschwächt werden, wenn im Luftspalt durch entsprechenden Materialeinsatz für eine hohe Induktion und in der Schwingspule durch thermische Maßnahmen und Spulenmaterial mit geringem spezifischem Widerstand für eine große Stromdichte gesorgt wird. Die oben verwendete Luftspaltinduktion von 0,6 T bei einem Luftspalt, der eine Kupfermasse von 500 g zuläßt, ist nur mit hochenergischen Dauermagneten möglich.
Durch Sonderansteuerformen, z.B. durch impulsförmige Ansteuerung bei vorkürzter Spule, können die oben genannten Auslegungsgrenzen ebenfalls noch geringfügig verschoben werden.
Die genaue Auslegung mit Ableitung quantitativer Zusammenhänge zwischen Auslegung und erreichten Gütekriterien sowie der Optimierung unter dem Aspekt einer mehrfachen Zielsetzung einschließlich der Auswirkung des Einsatzes unterschiedlicher Magnetmaterialien ist Thema einer weiteren Veröffentlichung.

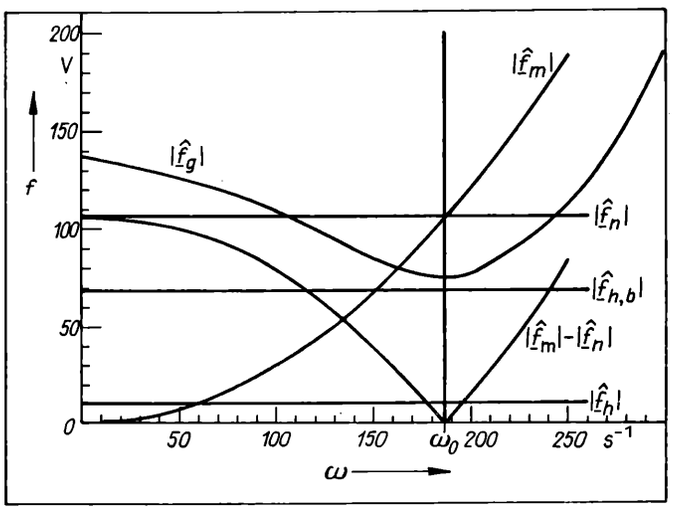


Bild 5. (oben) Verlauf der Kräfte für konstanten Hub

Literatur

[1] Bedienungsanleitung für die elektrische Niederdruckspritzpistole F11. VEB Energiekombinat Berlin.
[2] Bedienungsanleitung Elektrodynamischer Schwingungserreger ESE 201. VEB Robotron-Meßelektronik „Otto Schön" Dresden
[3] *Lenk, A.*: Elektromechanische Systeme (Bände 1 und 2). Berlin: VEB Verlag Technik 1974; 1. Auflage
[4] *Müller, V.; Dittrich, J.*: Simulation von Regelkreisen der Antriebstechnik mit dem digitalen Simulationsprogramm DS-88. ELEKTRIE, Berlin 42 (1988) 2, S. 45–49

EA 6037

Beurteilung der Kommutierungseigenschaften von Gleichstrommaschinen bei Äquivalentbelastung im Prüfprozeß

E. Paulig, KDT, Dresden; U. Gensch, KDT, Dresden; G. Teferra, Addis Abeba

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. *Germar Müller* zum 60. Geburtstag

Die objektive Beurteilung der Kommutierungseigenschaften von Gleichstrommaschinen unter den Bedingungen einer Äquivalentbelastung in der Endprüfung erfordert die Vorgabe eines unter diesen Bedingungen zutreffenden Grenzwertes der Bürstenfeuerintensität. Die Aufgabe wird mit einem zweiparametrischen Modellansatz zur Beschreibung der Abhängigkeit der Bürstenfeuerintensität von Ankerstrom und Drehzahl und einer Parameterbestimmung im stationären Betrieb gelöst.

Bei der Erzeugnisentwicklung von Kommutatormaschinen ist die Zuverlässigkeit des Bürsten-Kommutatorapparates ein entscheidendes Optimierungskriterium für die elektromagnetische Auslegung, konstruktive Gestaltung und Bürstenauswahl.

Der Nachweis der Bürstenstandzeit oder allgemein des Verschleißverhaltens der Kontaktbaugruppe ist nur in zeitaufwendigen Dauerversuchen möglich. Die Abhängigkeit des Verschleißes der Kohlebürsten und des Kommutators von der Bürstenfeuerintensität einerseits und bestehende Vorschriften für Grenzwerte der elektromagnetischen Störbeeinflussung andererseits sind Ausgangspunkt dafür, daß die Beurteilung der Kommutierungsgüte Bestandteil der Typ- und Stückprüfung von Kommutatormaschinen ist. Gleichermaßen ist das Auftreten von Bürstenfeuer bzw. dessen Intensität ein sensibler Indikator für Fertigungsfehler.

Konventionelle Verfahren der Endprüfung enthalten deshalb die Bewertung der Bürstenfeuerintensität bei stationärer Belastung des Prüflings. Die Beurteilung der Bürstenfeuerintensität erfolgt dabei vielfach visuell, in zunehmendem Maße unter Einsatz spezieller Bürstenfeuermeßgeräte.

Verfahren der Äquivalentbelastung in der Stückprüfung basieren auf der Beanspruchung des Prüflings mit dem Beschleunigungsmoment und eröffnen die Möglichkeit des Verzichts auf die Kupplung des Prüflings mit einer Belastungsmaschine.

Der Dauerbetrieb des Prüflings unter den Bedingungen der Äquivalentbelastung erfordert eine periodische Führungsfunktion der Drehzahl. Die Bewegungsgleichung der Gleichstrommaschine

$$\tau \cdot i_a = J \frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t} + m_o \tag{1}$$

läßt erkennen, daß unter diesen Bedingungen Ankerstrom und Drehzahl phasenverschobene Zeitfunktionen sind und damit die Kommutierungsbeanspruchung ebenso wie die daraus resultierende Bürstenfeuerintensität eine Zeitfunktion wird, deren Äquivalenz zur stationären Belastungsprüfung durch einen geeigneten Modellansatz nachzuweisen ist.

1. Objektive Beurteilung der Bürstenfeuerintensität

Bekannte Meßverfahren zur Bestimmung der Bürstenfeuerintensität beruhen auf der Erfassung und Bewertung des vom Bürstenfeuer ausgehenden Lichtstromes bzw. der Auswertung des der Ankerspannung überlagerten hochfrequenten Signalpegels. Das von den Autoren verwendete Meßgerät bewertet die mittlere Lichtbogenbrenndauer, wobei die Meßgröße aus den der Ankerspannung überlagerten hochfrequenten Anteilen abgeleitet wird:

$$\mathrm{BF} = \frac{1}{T} \sum_{T} t_i = T_i . \tag{2}$$

Diese Definition berücksichtigt sowohl die Zeitdauer des einzelnen Lichtbogens t_i als auch die Anzahl der Lichtbögen innerhalb der Integrationszeit T.

Prof. Dr. sc. techn. *Eberhard Paulig*, ist Direktor der Sektion Elektrotechnik an der Technischen Universität Dresden; Dr.-Ing. *Uwe Gensch* ist Entwicklungsingenieur im VEB NILES Stellantriebe Dresden; Dr.-Ing. *Gashaw Teferra*, war bis Januar 1989 Aspirant an der TU Dresden

[1]) Der Beitrag entstand aus der gemeinsamen Forschungsarbeit der Autoren an der TU Dresden.

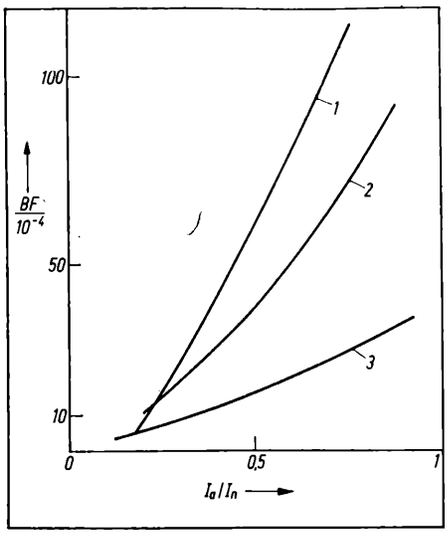


Bild 1. Abhängigkeit der Bürstenfeuerintensität von Ankerstrom und Drehzahl im stationären Betrieb als Grundlage für die Bestimmung der Modellparameter
GMB 160 · 2 K
1 $\frac{n}{n_n} = 1{,}17$;
2 $\frac{n}{n_n} = 1$;
3 $\frac{n}{n_n} = 0{,}69$

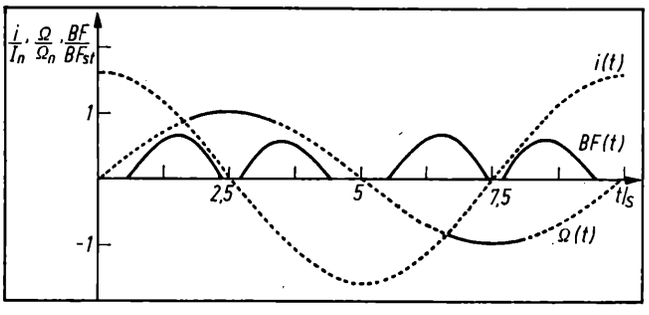


Bild 2. Zeitfunktion der Bürstenfeuerintensität bei Äquivalentbelastung (Reversierbetrieb)
$f = 0{,}1$ Hz;
$n_1 = 0$ min^{-1};
$n_2 = 1450$ min^{-1}

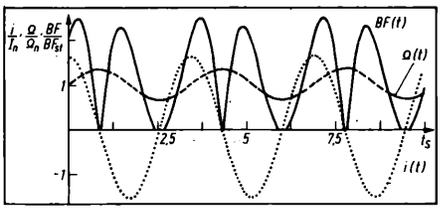


Bild 3. Zeitfunktion der Bürstenfeuerintensität bei Äquivalentbelastung (Drehzahlschwankung um Nennwert)
$f = 0{,}29$ Hz;
$n_1 = 1450$ min^{-1};
$n_2 = 500$ min^{-1}

Die Meßgröße ist der mittleren in Lichtbögen umgesetzten Leistung proportional und entspricht auch dem Bewertungsmaßstab bei visueller Beurteilung der von den Lichtbögen ausgehenden Strahlung. Diese für die Modellbildung wesentliche Aussage wird durch eine vereinfachte analytische Betrachtung zum Abschaltvorgang eines unkommutierten Reststromes Δi in den kommutierenden Spulen bestätigt.

Der Energieinhalt der abzuschaltenden Spule und damit des Einzellichtbogens ergibt sich aus

$$w_i = \frac{L \Delta i^2}{2} . \tag{3}$$

Mit der Annahme konstanter Lichtbogenbrennspannung u_{bg} und Integration über die Lichtbogenbrenndauer erhält man

$$i_{bg}(t) = \Delta i - \frac{U_{bg}}{L} t \tag{4}$$

und damit die Lichtbogenbrenndauer

$$t_i = \frac{L \Delta i}{U_{bg}} . \tag{5}$$

Die im Lichtbogen umgesetzte Leistung ergibt sich mit

$$P_i = \frac{w_i}{t_i} = \frac{L \Delta i^2}{2 t_i} = \frac{U_{bg}^2 t_i}{2 L} \tag{6}$$

proportional zur Lichtbogenbrenndauer.

2. Modellansatz zur Beschreibung der Bürstenfeuerintensität bei stationärer Belastung

Vereinfachende Annahmen für den Modellansatz sind:

— Die elektromagnetische Fehlabstimmung der kommutierenden Spule Δe steht in einem linearen Zusammenhang mit dem auftretenden unkommutierten Reststrom Δi.

— Wendefeldspannung und Reaktanzspannung (d.h. damit auch die elektromagnetische Fehlabstimmung) sind dem Produkt von Ankerstrom und Drehzahl proportional.
— Bürstenfeuer entsteht erst bei Überschreiten eines Grenzwertes von Δi.
— Der Meßwert entspricht dem Produkt der mittleren Lichtbogenbrenndauer des Einzellichtbogens mit der Anzahl der Einzellichtbögen im Integrationszeitraum und ist damit ebenfalls drehzahlproportional.

Daraus ergibt sich als sinnvoller Modellansatz:

$$\mathrm{BF} = b_1 + b_2 I_a \Omega^2 \quad \text{mit} \quad b_1 < 0 \quad \text{und} \quad |b_2 I_a \Omega^2| > |b_1| . \tag{7}$$

Bild 1 zeigt die experimentell bestimmte Abhängigkeit der Bürstenfeuerintensität von Ankerstrom und Drehzahl im stationären Betrieb als Grundlage für die Bestimmung der Modellparameter.

3. Anwendung des Modellansatzes bei Äquivalentbelastung

Unter Annahme einer sinusförmigen Führungsfunktion der Drehzahl

$$\Omega = \hat{\Omega} \sin \omega t \tag{8}$$

ergibt sich über die bereits genannte Bewegungsgleichung der Gleichstrommaschine der Verlauf des Ankerstromes näherungsweise als Cosinus-Funktion. Mit dem Modellansatz nach Abschn. 3. erhält man eine Zeitfunktion der Bürstenfeuerintensität

$$\mathrm{BF}(t) = b_1 + b_2 i_a(t) \Omega^2(t) \quad \text{für} \quad |b_2 i_a \Omega^2| > |b_1| , \tag{9}$$

deren Integration über ein oder mehrere Lastspiele die Äquivalenz der Kommutierungsbeanspruchung zum stationären Betriebszustand beschreibt. Dabei wird vorausgesetzt, daß die niederfrequente Anregung des Prüflings aus der Sicht des Kommutierungsprozesses dem stationären Belastungsfall äquivalent ist und die im stationären Betrieb bestimmten Modellparameter auf den Fall der Äquivalentbelastung übertragbar sind. Dieser Nachweis konnte in [1] erbracht werden.
Damit wird es möglich, einen für den Fall der stationären Belastung bekannten zulässigen Grenzwert der Bürstenfeuerintensität auf den für das gewählte Lastspiel der Äquivalentbelastung anzuwendenden Grenzwert umzurechnen.
Daraus ergeben sich wesentliche Schlußfolgerungen für die Wahl des Lastspiels bei Anwendung der Äquivalentbelastung im Prüfprozeß.
Mit der Wahl einer Führungsfunktion

$$\Omega = \Omega_n \sin \omega t \tag{10}$$

und der Festlegung der Frequenz entsprechend

$$M_{\mathrm{eff}} = M_n$$

ergibt sich auf Grund der Phasenverschiebung von Drehzahl und Ankerstrom ein zeitlicher Verlauf der Bürstenfeuerintensität entsprechend Bild 2. Der Mittelwert der Bürstenfeuerintensität und damit auch der Kommutierungsbeanspruchung beträgt unter diesen Bedingungen nur 22% im Vergleich zu einer stationären Belastung bei gleichem Strom- und Drehzahleffektivwert.
Mit der Wahl einer Führungsfunktion

$$\Omega = \Omega_n + 0{,}3\ \Omega_n \sin \omega t \tag{11}$$

und einer Festlegung der Frequenz entsprechend

$$M_{\mathrm{eff}} = M_n$$

ergibt sich ein zeitlicher Verlauf der Bürstenfeuerintensität entsprechend Bild 3.
Unter diesen Bedingungen besteht Äquivalenz zum stationären Betrieb bezüglich des Mittelwertes der Bürstenfeuerintensität. Auf Grund der Vergleichbarkeit der Kühlungsbedingungen (Drehzahlabhängigkeit) ist dieses Lastspiel darüber hinaus auch bezüglich der thermischen Beanspruchung des Prüflings dem stationären Betriebsfall äquivalent. Diese Modellbetrachtungen konnten durch experimentelle Untersuchungen in [2] bestätigt werden. Der Modellansatz fand darüber hinaus auch Anwendung für die Bewertung einer Streßbeanspruchung des Bürstenkontaktes in der Zuverlässigkeitsprüfung.

4. Zusammenfassung

Mit der Anwendung der Äquivalentbelastung in der Endprüfung von Gleichstrommaschinen verbindet sich die Frage nach der Bewertung der Bürstenfeuerintensität im Vergleich zum stationären Betriebszustand. Der gewählte Modellansatz für die Beschreibung der Abhängigkeit der Bürstenfeuerintensität von Ankerstrom und Drehzahl ermöglicht, die Bestimmung der Modellparameter im stationären Betrieb sowie die Umrechnung bekannter Grenzwerte auf die Bedingungen der Äquivalentbelastung. Die Anwendung des Modellansatzes auf den Betrieb unter Äquivalentlastbedingungen ist Ausgangspunkt für die Bestimmung der Parameter des Lastspiels.

Ermittlung synthetischer Parameter von Turbogeneratoren mit Hilfe der Methode finiter Elemente

W. Paszek, Gliwice, VR Polen

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. *Germar Müller* zum 60. Geburtstag

1. Problemstellung

Die Wirbelströme im massiven Rotoreisen des Turbogenerators großer Leistung beeinflussen wesentlich die elektromagnetischen Eigenschaften der Maschine. Die Flußverkettungen der Anker- und Erreger-Wicklung sowie gegenseitige Verkettung zwischen ihnen ergeben sich (wenn man zunächst vom Streufluß absieht) aus der Feldverteilung im Luftspalt und im Rotoreisen. Diese Feldverteilung wird bei Annahme sinusförmiger Stromeinprägung in den Wicklungen mit der Kreisfrequenz $\omega \in (0, \infty)$ untersucht.
Die Rückwirkung der im massiven Eisen und den Keilen induzierten Wirbelströme im Rotor wird bei der hier angewandten Methode mit Hilfe der finiten Elemente erfaßt. Konstante Permeabilität im Eisenkern und die Vernachlässigung der Endeffekte beim zweidimensionalen Feld werden angenommen, aber die Kompliziertheit der genuteten Rotorstruktur mit den leitenden, aus einer Aluminiumlegierung hergestellten, Keilen zwischen den massiven Rotoreisenzähnen annähernd berücksichtigt. Die sich aus der Feldverteilung ergebenden komplexen Frequenzgänge der Übertragungsfunktionen stehen nach einiger Bearbeitung somit zur Verfügung. Sie beschreiben die elektromagnetischen Eigenschaften der Maschine mit verteilten Parametern und bilden auch die Grundlage zur Behandlung vieler Transienten mit Hilfe der Fourier-Integral-Transformation, oder die Grundlage zur Ermittlung der Übertragungsfunktion entsprechend der Laplace-Integral-Transformation in der Operatorenform mit allen darin enthaltenen synthetischen elektromagnetischen Parametern eines angenäherten Maschinenmodells mit konzentrierten Ersatzparametern.

Prof. Dr.-Ing. habil. *W. Paszek* ist Direktor des Instituts für Elektrische Maschinen an der Technischen Hochschule Gliwice, VR Polen.

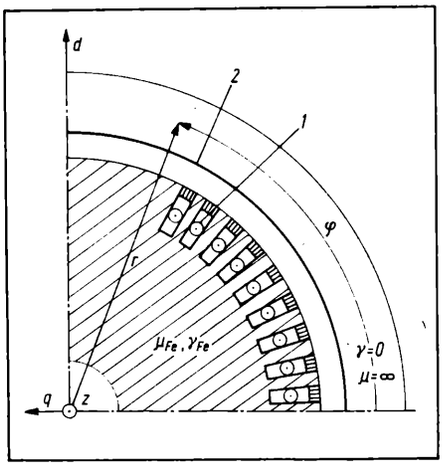


Bild 1. Querschnitt des Maschinenmodells
1 $i_f(t) = \mathrm{Re}\,(\underline{\hat{I}}_f e^{j\omega t})$
2 $a(\varphi, t) = \mathrm{Re}\,(\underline{a}\, e^{j(\omega) - \varphi)})$

Literatur

[1] *Gensch, U.:* Die Parameterprüfung als ein effektives Verfahren in der automatisierten Endprüfung von Gleichstrommaschinen im ungekuppelten Betrieb. Dissertation A, TU Dresden, 1988
[2] *Teferra, G.:* Anwendung von Äquivalentlastverfahren zur Effektivierung von zeitaufwendigen Teilprozessen in der automatisierten Endprüfung von Gleichstrommaschinen. Dissertation A, TU Dresden, 1988

EA 6033

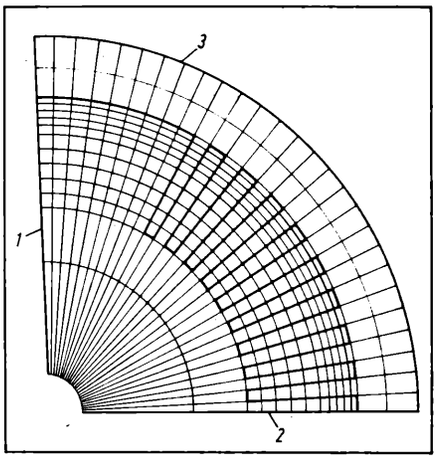


Bild 2. Einteilung des Querschnittbereichs in finite Elemente

$1\ A = 0 \qquad 2\ \frac{\partial A}{\partial Q} = 0 \qquad 3\ \frac{1}{\mu_0}\frac{\partial A}{\partial r} = a(\varphi, t)$

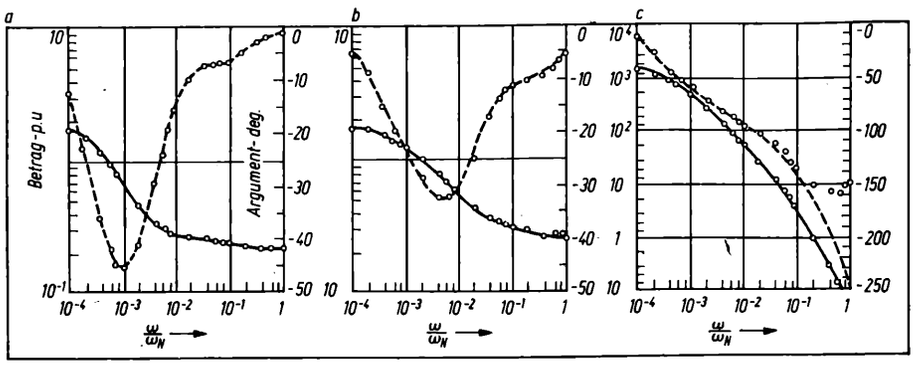


Bild 4. Frequenzgänge des Betrags und Arguments der komplexen Übertragungsfunktionen ermittelt mit der Methode finiter Elemente. Die eingetragenen Punkte entsprechen der angenäherten Ersatzmaschine mit konzentrierten Parametern

a) $\underline{L}_d(\omega)$, $L_d(p = j\omega)$, wobei $L_d(p) = 1{,}73\,\frac{(1+p\,1{,}81)(1+p\,0{,}74)(1+p\,0{,}0286)}{(1+p\,8{,}13)(1+p\,1{,}125)(1+p\,0{,}034)}\,p\cdot u$;

b) $\underline{L}_q(\omega)$, $L_q(p = j\omega)$, wobei $\underline{L}_q(p) = 1{,}67\,\frac{(1+p\,3{,}08)(1+p\,0{,}45)(1+p\,0{,}14)(1+p\,0{,}081)}{(1+p\,4{,}88)(1+p\,1{,}0)(1+p\,0{,}23)(1+p\,0{,}108)}\,p\cdot u$;

c) $\underline{G}(\omega)$, $G(p = j\omega)$, wobei $G(p) = 1279\,\frac{(1+p\,1{,}27)(1+p\,0{,}0016)}{(1+p\,8{,}13)(1+p\,1{,}125)(1+p\,0{,}034)}\,\frac{p\cdot u}{p\cdot u}$

Zeitkonstante ausgedrückt in Sekunden

——— Betrag – – – – Argument

Der Einfluß der magnetischen Sättigung auf die Ersatzparameter wird hierbei durch die Annahme entsprechend verminderter konstanter Ersatzpermeabilität berücksichtigt. Der relativ große Luftspalt in Turbogeneratoren großer Leistung vermindert die sättigungsbedingte Abhängigkeit der Parameter.

Die Ersatzparameter bei Erfüllung einiger Bedingungen ermöglichen dann eine Aufstellung der Ersatzschaltung der Maschine mit konzentrierten R,L-Elementen.

Es wurde im angeführten einfachen Beispiel ein zweipoliger Turbogenerator mit den Nenndaten 200 MW; 15,75 kV; 8,625 kA; 50 Hz untersucht. Die Ankerwicklung wurde durch eine ideelle, an der Ständeroberfläche im Luftspalt sinusförmig verteilte unendlich dünne Stromhülse mit dem Strombelag $a(\varphi, t)$ ersetzt.

Die orthogonale Transformation der Zustandsvariablen $u, \psi i$ der Ankerwicklung in die d,q Koordinaten ermöglicht die Aufstellung des im Bild 1 dargestellten Maschinenmodells mit verteilten Parametern.

2. Feldverteilung und Frequenzgänge

Die stationäre Feldverteilung bei sinusförmiger Stromeinprägung mit der Kreisfrequenz ω wurde ausgehend von der Vektorpotentialverteilung [Gln. (1) bis (3)] nach (4) berechnet unter Zuordnung dieser Gleichung zum Zylinderkoordinatensystem:

$$\operatorname{div} \mathbf{A} = 0, \tag{1a}$$

$$\mathbf{B} = \operatorname{rot} \mathbf{A}, \tag{1b}$$

$$\operatorname{rot}\left(\frac{1}{\mu}\operatorname{rot}\mathbf{A}\right) = -\gamma\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = I, \tag{2}$$

$$\mathbf{I} = -j\,\omega\,\gamma\,\mathbf{A} \quad \text{(außerhalb der Wicklungen)}. \tag{3}$$

Unter Beachtung von $\mathbf{I} = \mathbf{1}_z J$, $\mathbf{A} = \mathbf{1}_z A$ erhält man aus (2)

$$\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}\left(\frac{1}{\mu}r\frac{\partial A}{\partial r}\right) + \frac{1}{r^2}\frac{\partial}{\partial \varphi}\left(\frac{1}{\mu}\frac{\partial A}{\partial \varphi}\right) = -J. \tag{4}$$

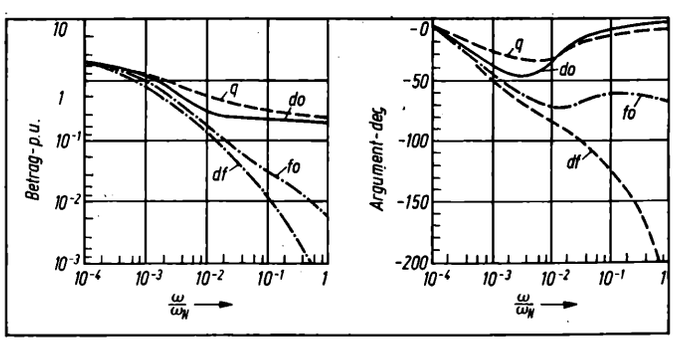


Bild 3. Frequenzgänge des Betrags und Arguments der Übertragungsfunktionen $\underline{L}(\omega)$

Materialkonstanten:

$\mu_{Fe} = 100\,\mu_0$, $\gamma_{Fe} = 4{,}65 \times 10^6\,\frac{1}{\Omega m}$, $\gamma_{Al} = 17{,}5 \times 10^6\,\frac{1}{\Omega m}$

Nach Berücksichtigung der Randwertbedingung nach *Dirichlet* $A = A_\beta$ bei bekannten Werten von A_β am Umfangsabschnitt der untersuchten Querschnittsfläche des Maschinenmodells bzw. nach *Neumann* $\frac{1}{\mu}\frac{\partial A}{\partial n} = -q$ bei bekannter Funktion q am übrigen Umfangsabschnitt, erscheint die Lösung von (4) als eine Minimierung des Funktionals (5):

$$F(A) = \iint_\Omega \left\{\frac{1}{\mu}\left(\frac{\partial A}{\partial r}\right)^2 + \frac{1}{\mu}\frac{1}{r}\left(\frac{\partial A}{\partial \varphi}\right)^2 - 2JA\right\} \times \mathrm{d}r\,\mathrm{d}\varphi + \int_C 2qA\,\mathrm{d}C. \tag{5}$$

In (5) bedeutet Ω die Querschnittsfläche, die vom Umfang C (mit der Neumannschen Randbedingung an 2 Abschnitten und mit der Dirichletschen Bedingung $A_\beta = 0$ auf dem restlichen Teil von C) umrandet ist. Die Minimierung von (5) wurde mit der Methode finiter Elemente ausgeführt. Der symmetrische Quadrant der Querschnittsfläche (Bild 2) wurde in 378 segmentförmige Elemente mit 420 Knotenpunkten unterteilt.

Bei der Ermittlung von A innerhalb eines jeden Elements gilt die Polynomform (Binomform) der Simplexe nach (6):

$$A = \alpha_1 + \alpha_2 r + \alpha_3 \varphi + \alpha_4 r\varphi. \tag{6}$$

Durch Lösen des polynomischen Gleichungssystems mit 840 Unbekannten, das eine charakteristische bandartige Koeffizientenmatrix hat, erhält man letztlich nach Gl. (1b) die gesuchte Feldverteilung im Rotor und im Luftspalt [1]. Der mit der Anker- bzw. Erreger-Wicklung verkettete Fluß (Luftspaltfluß für die Ankerwicklung, innerer Fluß für die Erregerwicklung) bestimmt die im Bild 3 gezeigten komplexen Frequenzgänge des Betrags und des Arguments in Funktion von ω.

$$\underline{L}_{d0}(\omega) = \underline{L}_{d0} = \left(\frac{\underline{\psi}_d}{\underline{I}_d}\right)_{i_f = 0} + L_{\delta e};$$

$$\underline{L}_{f0}(\omega) = \underline{L}_{f0} = \left(\frac{\underline{\psi}_f}{\underline{i}_f}\right)_{I_d = 0} + L_{s\delta e},$$

$$\underline{L}_{df}(\omega) = \underline{L}_{df} = \left(\frac{\underline{\psi}_d}{\underline{i}_f}\right)_{I_d = 0}; \quad \underline{L}_q(\omega) = \underline{L}_q = \frac{\underline{\psi}_q}{\underline{I}_q}. \tag{7}$$

$L_{\delta el}$; $L_{s\delta e}$ äußere Streuinduktivitäten bezüglich des Näherungsmodells.

Von den Gln. (7) ergeben sich schließlich die Frequenzgänge der grundlegenden Übertragungsfunktionen der Synchronmaschine, die im Bild 4 dargestellt sind:

$$\underline{L}_d = \left(\frac{\underline{\psi}_d}{\underline{I}_d}\right)_{u_f = 0} = \underline{L}_{d0} - \frac{j\,\omega\,\underline{L}_{df}^2}{j\,\omega\,\underline{L}_{f0} + R_f};$$

$$\underline{G} = \omega_N\left(\frac{\underline{\psi}_d}{\underline{u}_f}\right)_{I_d = 0} = \frac{\omega_N\,\underline{L}_{df}}{j\,\omega\,\underline{L}_{f0} + R_f};$$

$$\underline{H} = R_f \left(\frac{\underline{i}_f}{\underline{u}_f}\right)_{I_d = 0} = \frac{R_f}{j\,\omega\,\underline{L}_{f0} + R_f}. \tag{8}$$

Die gesuchten angenäherten, in Operatorenform dargestellten Übertragungsfunktionen haben die Form eines rationalen Bruchpolynoms:

$$L_d(p) = L_d \prod_{i=1}^{d} \frac{1 + p\,\tau_d^{(i)}}{1 + p\,\tau_{d0}^{(i)}};\quad L_q(p) = L_q \prod_{i=1}^{n_q} \frac{1 + p\,\tau_q^{(i)}}{1 + p\,\tau_{q0}^{(i)}};$$

$$G(p) = \frac{\omega_N L_{df}}{R_f} \frac{\prod_{i=1}^{n_d} (1 + p\,\tau_{g(i)})}{\prod_{i=1}^{n_d} (1 + p\,\tau_{d0}^{(i)})};\quad H(p) = \frac{\prod_{i=1}^{n_h} (1 + p\,\tau_{h(i)})}{\prod_{i=1}^{n_d} (1 + p\,\tau_{d0}^{(i)})}. \tag{9}$$

Die Zeitkonstanten in (9) wurden durch die Minimierung der Fehlerquadrate im Betrag und im Argument des Frequenzgangs angenähert. Eine relativ gute Näherung wurde schon mit $n_d = 3$, $n_q = 4$, $n_g = 2$ erreicht.

Die somit angenäherten Übertragungsfunktionen in Operatorenform ermöglichen eine einfache Algebraisierung der Berechnung von Transienten der Synchronmaschine bei gegebener konstanter Drehzahl, allerdings ausgehend nur von statischen Anfangswerten der elektromagnetischen Zustandsvariablen. Wenn die angenäherten Ersatzzeitkonstanten einigen Regeln folgen, die sich von der Synthese linearer R,L-Netzwerke ergeben [2], dann lassen sich die netzwerkartigen Ersatzschaltungen des angenäherten Maschinenmodells mit konzentrierten R,L-Gliedern herleiten. Solche Ersatzschaltungen sind besonders bei der Berechnung von Transienten erwünscht, die sich nicht von stationären statischen Anfangswerten entwickeln lassen.

Sie entsprechen dann den Ersatzschaltungen der Synchronmaschine mit Ersatzdämpferstromkreisen [3].

3. Symmetrischer Stoßkurzschluß nach dem stationären Leerlauf

Das Zustandsgleichungssystem in Operatorenform für den Spezialfall konstanter Erregerspannung und Nenndrehzahl des Maschinenmodells mit konzentrierten Parametern ist:

$$\Delta U_d(p) = R_a\,\Delta I_d(p) + p\,\Delta\psi_d(p) - \omega_N\,\Delta\psi_q(p),$$

$$\Delta U_q(p) = R_a\,\Delta I_q(p) + p\,\Delta\psi_q(p) + \omega_N\,\Delta\psi_d(p),$$

$$\Delta\psi_d(p) = L_d(p)\,\Delta I_d(p);\quad \Delta\psi_q(p) = L_q(p)\,\Delta I_q(p),$$

$$\Delta i_f(p) = -\frac{p}{\omega_N} G(p)\,\Delta I_d(p). \tag{10}$$

Hier erfolgt nur die Berechnung des Erregerstromes beim symmetrischen Stoßkurzschluß, wegen dessen Empfindlichkeit auf die Genauigkeit des abbildenden Maschinenmodells.

Hierbei wird der übliche kleine Ankerwiderstandswert im Vergleich mit den Reaktanzen berücksichtigt. Der Erregerstrom ergibt sich aus

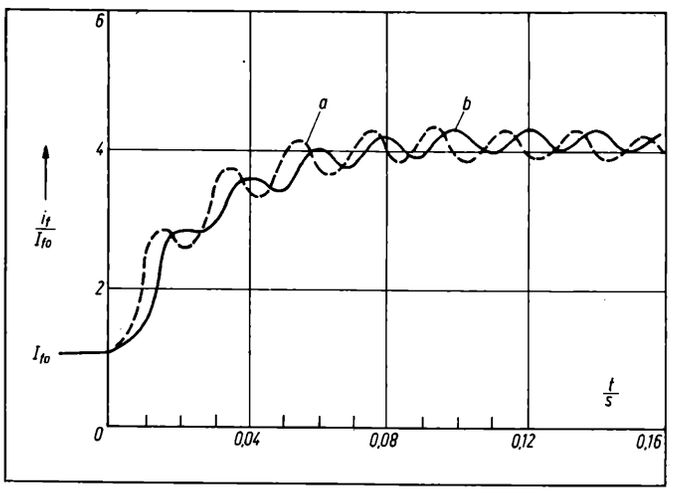


Bild 5. Erregerstrom beim Stoßkurzschluß nach dem stationären Leerlauf des Turbogenerators dessen Ankerwicklungswiderstand $R_a = 0{,}0018\ p \cdot u$ ist

a) Maschine mit konzentrierten Parametern im Rotor (Näherung)

b) Maschine mit verteilten Parametern im Rotor (Methode finiter Elemente)

$$\Delta i_f(p) = U_{q0} \frac{G(p)}{L_d(p)} \frac{1}{p^2 + \frac{2p}{\tau_a} + \omega_N^2};\quad \Delta i_f = \underline{\mathbf{L}}^{-1}(\Delta i_f(p);$$

$$\tau_a \approx \frac{1}{2R_a}(L_d(p = \infty) + L_q(p = \infty)). \tag{11}$$

Die Berechnung der Transienten eines Maschinenmodells mit verteilten Parametern durch inverse Fourier-Integral-Transformation erfolgt wiederum mit Benutzung der komplexen Frequenzgänge $\underline{G}(\omega)$, $\underline{L}_d(\omega)$, $\underline{L}_q(\omega)$ beim Verzicht auf die Ermittlung ihrer angenäherten Operatorenform:

$$i_f = \frac{U_{q0}}{\pi} \mathrm{Re}\left\{\int_0^\infty \frac{\underline{G}(\omega)}{\underline{L}_d(\omega)} \frac{e^{j\omega t}}{(j\omega)^2 + j\frac{2\omega}{\tau_a} + \omega_N^2}\,d\omega\right\}. \tag{12}$$

Wenn man von den Fehlern bei der Ausführung komplizierter Computeroperationen im komplexen Bereich nach (12) absieht, dann gilt solche Lösung als theoretisch genauer. Bild 5 zeigt die Vorgänge, berechnet nach (11) (Kurve a) bzw. nach (12) (Kurve b). Man sieht, wie die Kurvenpunkte voneinander abweichen.

Die Abweichungen in der Wechselkomponente des Erregerstromes lassen sich bestens im Spezialfall eines verschwindend kleinen Widerstands der Ankerwicklung beurteilen, weil dann die Wechselkomponente ungedämpft erscheint [1].

Analoge Berechnungen des Ankerstromes, ausgehend sowohl von der Laplace-Transformation als auch von der inversen Fourier-Integral-Transformation, bei gleichzeitiger Anwendung der komplexen Frequenzgänge, ergaben, daß diese Vorgänge relativ kleinere Empfindlichkeit auf die Angemessenheit des Maschinenmodells haben. Wenn es auf den Vergleich zwischen den gemessenen (bzw. den oszillographisch aufgenommenen) und den berechneten Vorgängen ankommt, konnte man eine relativ gute Übereinstimmung im Verlauf des Erregerstromes beim Stoßkurzschluß nach reduzierter Ankerspannung $0{,}2\,U_N$, feststellen, die den Vorgängen sowohl im Bild 5a) als auch im Bild 5b) annähernd entsprechen.

4. Grenzen der Abbildungsgenauigkeit

In der praktischen Anwendung der dargestellten Methode für die rechnerische Ermittlung elektromagnetischer Ersatzparameter von Turbogeneratoren großer Leistung hat man die Aufteilung des Maschinenquerschnitts in eine viel größere Anzahl der Elemente vorgenommen, beim Verzicht auf deren Segmentgestalt und beim Übergang auf Dreieckselemente, die besser die Kompliziertheit der Nutenform berücksichtigen.

Die meßtechnische Ermittlung der Frequenzgänge wäre beim Stillstand der Maschine möglich, falls entsprechende Stromquellen mit einstellbaren Frequenzen und Amplituden zur Verfügung ständen. Es hat sich erwiesen, daß die Amplituden genügend große Werte erfordern bei denen die Arbeitspunkte bei Ummagnetisierungsvorgängen die anfängliche verschwindend kleine Hystereschleife im unteren Bereich der Magnetisierungskennlinie verlassen. Die elektromagnetischen Ersatzparameter werden üblicherweise, auf Grund des oszillographisch aufgenommenen Abklingens des Gleichstroms in der Ankerwicklung bzw. in der Erregerwicklung bei stillstehender Maschine ermittelt.

Die Bearbeitung des durch das Kurzschließen der Speisequelle abklingenden Wicklungsstromes, nach einem vorherigen Einstellen der Flußlage in der d- bzw. q-Achse, ermöglicht entweder eine unmittelbare Aufzeichnung der Frequenzgänge [4], oder — wie meistens üblich — zuerst eine Aufspaltung des abklingenden Stromes in eine Summe von Exponentialfunktionen und eine darauffolgende rechnerische Ermittlung der angenäherten synthetischen Parameter. In diesem Fall gilt als Voraussetzung für die Näherung ein Maschinenmodell mit konzentrierten Parametern.

Analytische Lösungen von komplexen Frequenzgängen einfacher magnetischer Kreise mit massiven Eisenkernen [4] lassen darauf schließen, daß die Operatoreninduktivität mehr von $\sqrt{p}$ als von p (mit p als Differentialoperator in der Laplace-Transformation) abhängen. Ein Maschinenmodell mit konzentrierten Parametern kann solche Abhängigkeit nicht aufweisen. Daraus erklären sich die Abweichungen in den Frequenzgängen bei großen Frequenzen und entsprechend in den anfänglichen Transientenverläufen. Bei hohen Frequenzen wird der Wirbelstrom im Rotoreisen in die Luftspaltnähe verdrängt, was auch eine Verminderung der Abbildungsgenauigkeit bei der Methode finiter Elemente zur Folge hat. Es bleiben dann noch einige Fragen offen oder schwierig überwindbar,

Quasistationäres Modell zur Beschreibung des Betriebsverhaltens umrichtergespeister Drehfeldmaschinen

E. Bunzel, Dresden

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. *Germar Müller* zum 60. Geburtstag

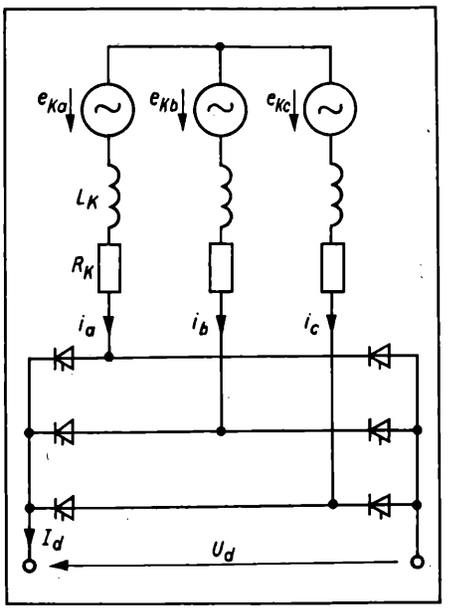
Verwendete Formelzeichen und Indizes

$\dot{g}$	$\frac{\mathrm{d}g}{\mathrm{d}t}$
g_s	Statorgröße (bei der SM kann für s auch a, d oder q stehen)
g_r	Rotorgröße (bei der SM kann für r auch f, D oder Q stehen)
g_r^*	auf die Statorseite bezogene Rotorgröße $\left(i_r^* = i_r \frac{L_{sr}}{L_h},\ u_r^* = u_r \frac{2}{3} \frac{L_h}{L_{sr}},\ \psi_r^* = \psi_r \frac{2}{3} \frac{L_h}{L_{sr}}\right)$
g^+, G^+	auf die Statorseite bezogene Rotorgröße bei Transponierung der Statorstreuung auf die Rotorseite $\left(u^+ = u_r^* \frac{L_s}{L_h},\ i^+ = i_r^* \frac{L_h}{L_s}\right)$
$\rightarrow N \quad \rightarrow R$	
$g, \quad g$	komplexer Augenblickswert im Netz- (N) bzw. Rotorkoordinatensystem (R)
$\rightarrow *N$	
g_r	komplexer Augenblickswert im Netzkoordinatensystem einer auf die Statorseite bezogenen Rotorgröße
$\rightarrow N*$	
g	konjugierter komplexer Augenblickswert einer Größe im Netzkoordinatensystem
L_r^*, R_r^*	auf die Statorseite bezogene Rotorparameter $\left(L_r^* = L_r \frac{2}{3} \frac{L_h^2}{L_{sr}^2},\quad R_r^* = R_r \frac{2}{3} \frac{L_h^2}{L_{sr}^2}\right)$
L_r^+, R_r^+	auf die Statorseite bezogene Rotorparameter bei Transponierung der Statorsteuerung auf die Rotorseite $\left(L_r^+ = L_r^* \frac{L_s^2}{L_h^2},\quad R_r^+ = R_r^* \frac{L_s^2}{L_h^2}\right)$
L'	transiente Induktivität
L''	subtransiente Induktivität
$L_r^{*\prime}$	auf die Statorseite bezogene transiente Rotorinduktivität.

Das Betriebsverhalten eines umrichtergespeisten Antriebs wird durch das Zusammenwirken von Umrichter, Drehfeldmaschine und mechanisch gekuppelter Arbeitsmaschine bestimmt. Insbesondere bei maschinengeführten Stromrichtern (untersynchrone Stromrichterkaskade, Stromrichtermotor) beeinflussen die Maschinenparameter das Schaltverhalten des leistungselektronischen Stellgliedes (Kommutierungsvorgang). Auf eine digitale Simulation beruhende Lösungsverfahren, bei denen ausgehend vom vollständigen mathematischen Modell der Drehfeldmaschine und der Simulation der Schaltzustände der leistungselektronischen Bauelemente das zeitliche Verhalten der Zustandsgrößen bestimmt werden, sind infolge der erforderlichen hohen zeitlichen Auflösung sehr zeitaufwendig. Die Beschränkung auf die zu den kleinen Eigenwerten des Systems gehörenden langsamen Lösungsanteile, die in einem Frequenzbereich unterhalb der Frequenz der Grundschwingungen der Stranggrößen liegen, ermöglicht auch bei Stromrichterbetrieb die Anwendung quasistationärer Modelle.

Dr. sc. techn. *Eckehard Bunzel* ist wissenschaftlicher Oberassistent an der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden.

Bild 1
Stromrichternormalschaltbild



1. Quasistationärer Stromrichterbetrieb von Antrieben mit Stromzwischenkreisumrichtern und maschinengeführten Stromrichtern

Die Anwendung eines auf den Stromrichterbetrieb erweiterten quasistationären Maschinenmodells [1] [2] erfordert, daß die Kommutierungsspannungen $e_{K\nu}$ (Bild 1) der einzelnen Stränge Grundschwingungsspannungen und „langsame" Größen sind. Die „schnellen" Oberschwingungsanteile in den Stranggrößen haben keinen Einfluß auf die Kommutierungsspannungen bzw. auf die Flußverkettungen der geschlossenen Wicklungen jenseits des Luftspalts. Die Erweiterung der quasistationären Betrachtungsweise auf den Gleichstromzwischenkreis erfordert jedoch auch, daß der Gleichstrom I_d ebenfalls eine langsam veränderliche Größe ist.
Sind diese Bedingungen erfüllt, kann man zur Beschreibung des quasistationären Betriebsverhaltens der Drehfeldmaschine bei Stromrichterbetrieb — der netzseitige Stromrichter soll in die Betrachtungen nicht einbezogen werden — die für stationären Stromrichterbetrieb ableitbaren Zusammenhänge zwischen den Strang- und den Zwischenkreisgrößen und das quasistationäre Teilmodelle der Drehfeldmaschine anwenden. Je nach Maschinenart sind die

z. B. die Berücksichtigung des von der Fliehkraft und Temperatur abhängigen Kontaktwiderstands zwischen den Abschnitten der üblich geteilten leitenden Keilstäben in der Rotornute, der die Frequenzgänge beeinflußt, als auch der bislang vernachlässigten dreidimensionalen Endeffekte.

5. Zusammenfassung

Die Feldverteilung der Radialkomponente an der Luftspaltseitigen Statoroberfläche bei sinusförmiger Stromeinprägung in der Anker- bzw. Erreger-Wicklung hängt von der Kreisfrequenz ab. Von der Feldverteilung können die komplexen Frequenzgänge der Übertragungsfunktionen rechnerisch ermittelt werden, die die elektromagnetischen Eigenschaften der Maschine beschreiben.
Die Berechnung der Feldverteilung erfolgte mit Hilfe der Methode finiter Elemente. Die durch ein Näherungsverfahren gefundenen Frequenzgänge der in Operatorenform dargestellten Übertragungsfunktionen enthalten die synthetischen Parameter des Maschinenmodells. Es wurden die Vorgänge des Erregerstroms beim Stoßkurzschluß der Synchronmaschine sowohl durch die inverse Laplace- als auch Fourier-Transformation ermittelt. Die festgestellte Empfindlichkeit der Wechselkomponente, im Erregerstrom auf die Angemessenheit des Maschinenmodells wurde diskutiert.

Literatur

[1] *Paszek, W.; Staszak, J.:* Electromagnetic parameters of a turbogenerator determined by the finite element calculation. Int. Syp. on Electromagnetic Fields in Electrical Engineering Pavia ISEF 87 (1987), S. 159–162
[2] *Cauer, W.:* Theorie linearer Wechselstromschaltungen. Berlin: Akademie Verlag 1954
[3] *Müller, G.:* Elektrische Maschinen. Betriebsverhalten rotierender elektrischer Maschinen. Berlin: VEB Verlag Technik 1985
[4] *Paszek, W.:* Beitrag zur analytischen Erfassung der Ausgleichsvorgänge von Turbogeneratoren mit massivem Läufer. Arch. f. El. 61 (1979), S. 309–325

EA 6036

Kommutierungsspannungen von den Zustandsgrößen und die Kommutierungsparameter L_K und R_K von den Parametern des quasistationären Maschinenmodelle abhängig. Wird vorausgesetzt, daß sich im Zwischenkreis eine genügend große Glättungsinduktivität befindet, kann man für das im Bild 1 dargestellte Stromrichternormalschaltbild folgende Zusammenhänge im Arbeitsbereich der einfach Kommutierung ($\mu \leqq \pi/3$, $\alpha + \mu < \pi$) angeben:

$$U_d = -\frac{\sqrt{3}\,3}{2\pi}\hat{e}_K\,[\cos(\alpha) + \cos(\alpha+\mu)] + I_d\,R_K\left(2 - \frac{3}{2}\,\frac{\mu}{\pi}\right), \quad (1)$$

$$I_d = \frac{\sqrt{3}\,\hat{e}_K\,T_K\,\{\sin[\alpha+\mu - \arctan(\omega\,T_K)]}{\dots} \dots$$

$$\dots \frac{-\exp[-\mu/(\omega\,T_K)]\sin[\alpha - \arctan(\omega\,T_K)]\}}{L_K\,\{1+\exp[-\mu/(\omega\,T_K)]\}\sqrt{1+\omega^2\,T_K^2}}; \quad (2)$$

α Zündwinkel, Zündverzögerung gegenüber dem natürlichen Zündzeitpunkt,
μ Kommutierungswinkel,
$T_K = L_K/R_K$,
$\omega = 2\pi f_1$,
f_1 Frequenz der Grundschwingung,
und für $\omega T_K > \mu$ und $\omega T_K > 1$:

$$I_d = \frac{\sqrt{3}\,\hat{e}_K}{2\,X_K}\,[\cos(\alpha) - \cos(\alpha+\mu)], \quad (3)$$

$$U_d = -\frac{\sqrt{3}\,3}{\pi}\hat{e}_K\cos(\alpha) + \frac{3}{\pi}\left[X_K + \left(\frac{2}{3}\pi - \frac{\mu}{2}\right)R_K\right]I_d, \quad (4)$$

$$\hat{i}_{W1} = \frac{3\,\hat{e}_K}{4\pi\,X_{K1}}\{[\cos(2\alpha)] - \cos[2(\alpha+\mu)]\},$$

$$\hat{i}_{b1} = -\frac{3\,\hat{e}_K}{4\pi\,X_K}\{[2\mu + \sin(2\alpha)] - \sin[2(\alpha+\mu)]\}. \quad (5)$$

$\hat{i}_{w1}$, $\hat{i}_{b1}$ Wirk- und Blindanteil der Grundschwingung der Strangströme bezüglich $\hat{e}_K$.
Für die Arbeitsbereiche der Zwangszündverzögerung und der doppelten Kommutierung lassen sich ähnliche Zusammenhänge angeben. Das quasistationäre Modell wird im folgenden für den Stromrichtermotor und die untersynchrone Stromrichterkaskade beschrieben.

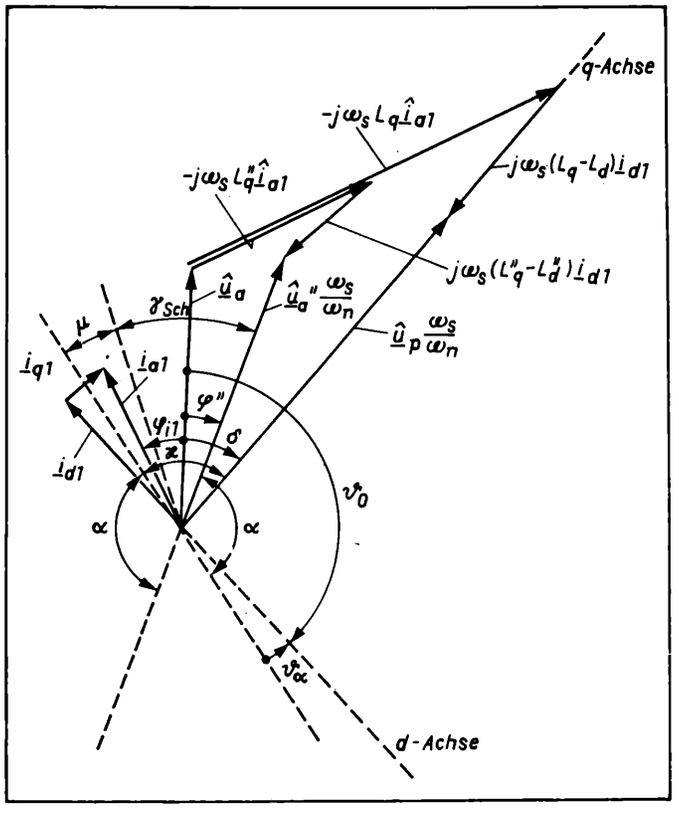


Bild 2. Zeigerbild Stromrichtermotor

2. Stromrichtermotor

Der Stromrichtermotor ist ein umrichtergespeister Synchronmaschinenantrieb mit einem getaktetem Stromzwischenkreisumrichter und maschinengeführtem Thyristor-Wechselrichter. Das quasistationäre Maschinenmodell der Synchronmaschine mit den Rotorflußverkettungen ψ_f^*, ψ_D^* und ψ_Q^* als Zustandsgrößen hat folgende Form:

$$\begin{bmatrix}\dot{\psi}_f^* \\ \dot{\psi}_D^* \\ \dot{\psi}_Q^*\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}a_{11} & a_{12} & 0 \\ a_{21} & a_{22} & 0 \\ 0 & 0 & a_{33}\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\psi_f^* \\ \psi_D^* \\ \psi_Q^*\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}u_f^* + k_f R_f^*/L_d''\,\psi_{d1} \\ k_D R_D^*/L_D''\,\psi_{d1} \\ k_Q R_Q^*/L_q''\,\psi_{q1}\end{bmatrix}, \quad (6)$$

$$\dot{\Omega}_r = \frac{3p}{2J}\left[\frac{k_f}{L_d''}\psi_{q1}\psi_f^* + \frac{k_D}{L_d''}\psi_{q1}\psi_D^* - \frac{k_Q}{L_q''}\psi_{d1}\psi_Q^* + \left(\frac{1}{L_q''} - \frac{1}{L_d''}\right)\psi_{d1}\psi_{q1}\right] + \frac{1}{J}m_A,$$

$$\delta = p\,\Omega_r - \omega_s \quad \text{bzw.} \quad \dot{\vartheta} = p\,\Omega_r. \quad (7)$$

f Erregerwicklung,
D; Q Ersatzdämpferwicklung der Längs- bzw. Querachse,
d; q Längs- bzw. Querachsengrößen des Ankers,
l Grundschwingungsanteil,
δ Polradwinkel,
ϑ Winkel zwischen dem Rotor- und dem Statorkoordinatensystem,
Ω Winkelgeschwindigkeit,
ω Kreisfrequenz.

Die Flußverkettungen ψ_{d1} und ψ_{q1} sind Eingangsgrößen des quasistationären Teilmodells. Sie ergeben sich aus

$$\psi_{d1} = L_d''\,i_{d1} + \frac{1}{\omega_n}u_q'' \quad \text{und} \quad \psi_{q1} = L_q''\,i_{q1} - \frac{1}{\omega_n}u_d'',$$

ω_n Nennkreisfrequenz,
u_d''; u_q'' Komponenten der subtransienten Spannung $\vec{u}_s''$.

Die Gleichungen des Stators, die bei quasistationärem Stromrichterbetrieb zur Ermittlung des nichtsinusförmigen Strangstromverlaufs und der Zusammenhänge zwischen den Strang- und Gleichgrößen erforderlich sind, müssen im Gegensatz zum Netzbetrieb, bei dem durch den Grenzübergang $\varepsilon\,\dot{\vec{\psi}}_s^N = 0$ (mit $\varepsilon \to 0$) die elektromagnetischen Ausgleichsvorgänge in der Statorwicklung vernachlässigt werden, unter Berücksichtigung der schnellen Anteile in $\vec{\psi}_s^N$ abgeleitet werden:

$$\dot{\vec{\psi}}_s^N = [L_d''\,i_d + j\,L_q''\,i_q - j\,(\omega_s - p\,\Omega_r)(L_d''\,i_d + j\,L_q''\,i_q)] \times \exp[-j\,(\omega_s t - \vartheta)] \quad (8)$$

$$\left(\text{für } L_q'' = L_d'' \text{ gilt } \dot{\vec{\psi}}_s^N = L''\,\dot{\vec{i}}_s\right).$$

Mit

$$\dot{\vec{\psi}}_s^N = \frac{d}{dt}\{(\psi_d + j\,\psi_q)\exp[-j\,(\omega_s t - \vartheta)]\}$$

erhält man für $\dot{\psi}_d$ und $\dot{\psi}_q$:

$$\dot{\psi}_d = -(\omega_s - p\,\Omega_r)\,\psi_q + (\omega_s - p\,\Omega_r)\,L_q''\,i_q + L_d''\,\dot{i}_d,$$

$$\dot{\psi}_q = (\omega_s - p\,\Omega_r)\,\psi_d - (\omega_s - p\,\Omega_r)\,L_d''\,i_d + L_q''\,\dot{i}_q,$$

und damit für die Kopplungsgleichungen des dreisträngigen Stators mit d-, q-Komponenten:

$$u_d = R_a\,i_d + L_d''\,\dot{i}_d - p\,\Omega_r\,L_q''\,i_q + \frac{\omega_s}{\omega_n}u_d'',$$

$$u_q = R_a\,i_q + L_q''\,\dot{i}_q + p\,\Omega_r\,L_d''\,i_d + \frac{\omega_s}{\omega_n}u_q''. \quad (9)$$

In m-strängigen Stromrichtermotoren bilden die Strangströme nicht nur Grundwellen- sondern auch Nullsysteme. Das heißt, es sind zusätzliche Gleichungen für die entsprechende Nullkomponenten [3] erforderlich.
Die mit (9) berechenbaren Zusammenhänge zwischen den Strang- und Zwischenkreisgrößen haben eine relativ komplizierte Form [3]; die Amplituden der Harmonischen des Strangstroms sind nur durch

eine Fourieranalyse zu ermitteln. Für eine subtransient isotrope Maschine ($X_q'' = X_d''$) vereinfachen sich die Gleichungen auf die bereits angegebenen Gln. (1) bis (5) mit

$$\hat{e}_K = \frac{\omega_s}{\omega_n}\,\hat{u}_a'', \quad X_K = \frac{\omega_s}{\omega_n}\,X_d'' \text{ und } R_K = R_a.$$

Nur in diesem Fall ist für die über einen Stromrichter betriebene Synchronmaschine das einfache Stromrichternormalschaltbild (Bild 1) anwendbar. Das mittlere Moment des Stromrichtermotors im quasistationären Betrieb berechnet sich aus

$$M_e = \frac{3}{2}\,p\left\{\frac{\hat{i}_{a1}}{\omega_n}\left[u_q''\cos(\varkappa-\mu/2) + u_d''\sin(\varkappa-\mu/2)\right.\right.$$
$$\left.\left. + (L_d'' - L_q'')\,i_{a1}\sin(\varkappa-\mu/2)\cos(\varkappa-\mu/2)\right]\right\} \qquad (10)$$

und für $X_q = X_d$ sowie $X_q'' = X_d''$ aus

$$M_e = \frac{3\,p}{2\,\omega_n}\,\hat{u}_a''\,\hat{i}_{a1}\cos(\varphi'' - \varphi_{i1}) = \frac{3\,p}{2\,\omega_n}\,\hat{u}_p\,\hat{i}_{a1}\cos(\varkappa-\mu/2), \qquad (11)$$

$\varkappa$ Wellensteuerwinkel
$\hat{u}_p$ Polradspannung
φ'' und φ_{i1} Phasenlage der Kommutierungs- bzw. subtransienten Spannung und der Grundschwingung des Strangstroms bezüglich $\hat{u}_a$ (s. Bild 2).

Erfolgt die Taktung des Wechselrichters über einen Polradlagegeber, wird nicht der Zündwinkel α, sondern der Wellensteuerwinkel $\varkappa$ direkt vorgegeben.

Die Drehzahlstellung des Stromrichtermotors erfolgt über die Zwischenkreisspannung. Mit (3) und (4) erhält man näherungsweise für die auf die Nennkreisfrequenz bezogene Winkelgeschwindigkeit:

$$\frac{\Omega_r}{\omega_n/p} = \frac{U_d - I_d R_a\left(2 - \dfrac{3\,\mu}{2\,\pi}\right)}{-\dfrac{\sqrt{3}}{\pi}\,3\,\hat{u}_a''\cos(\alpha) + \dfrac{3}{\pi}\,X_d''\,I_d}. \qquad (12)$$

Die subtransiente Spannung $\hat{u}_a''$ ist eine Funktion der Zustandsgrößen des quasistationären Teilmodells. Im stationären Betrieb erhält man sie über die im Zeigerbild (Bild 2) dargestellten Zusammenhänge. Bei Vernachlässigung der Belastungsabhängigkeit des Kommutierungswinkels (μ = const) ist bei $\varkappa$ = const. auch $\hat{u}_a''\cos(\alpha)$ = const und damit $3\sqrt{3}/\pi\,\hat{u}_a''\cdot\cos(\alpha) = U_{d1}$ = const. Der Stromrichtermotor hat offensichtlich Nebenschlußverhalten. Infolge der Spannungsabfälle über X_K und R_K wird die Drehzahl bei U_d = const und $\varkappa$ = const mit der Belastung geringer. Stromrichtermotoren mit kleinen subtransienten Reaktanzen (Ausführung mit Dämpferkäfig!) weisen bei α = const ein instabiles Verhalten auf. Die mathematische Behandlung des Stromrichtergenerators entspricht der des Stromrichtermotors.

3. Untersynchrone Stromrichterkaskade

Bei einem Asynchronmotor mit Schleifringläufer besteht die Möglichkeit, über die elektrische Rotorleistung P_r die Drehzahl verlustarm zu stellen. Aus der Leistungsbilanz

$$P_s = P_\delta + P_{ds}, \quad P_\delta = P_m + (P_r + P_{dr}), \qquad (13)$$

$$P_\delta = \Omega_0\,M_e, \quad P_m = \Omega_r\,M_e = (1-s)\,P_\delta\,P_r + P_{dr} = s\,P_\delta \qquad (14)$$

folgt, daß die Asynchronmaschine bei einer Leistungsabführung ($P_r > 0$) untersynchron und bei einer Leistungszuführung ($P_r < 0$) übersynchron betrieben werden kann (P_s dem Stator zugeführte Wirkleistung; P_m mechanische Leistung; P_δ Luftspaltleistung; P_{ds}, P_{dr} Stator bzw. Rotorverlustleistung; M_e Motormoment; Ω_0 synchrone Winkelgeschwindigkeit; s Schlupf). Bei der untersynchronen Stromrichterkaskade wird nur die erstgenannte Möglichkeit genutzt. Der an die Rotorstränge über die Schleifringe angeschlossene Umrichter hat maschinenseitig einen ungesteuerten und netzseitig einen im Wechselrichterbetrieb arbeitenden Stromrichter in Drehstrombrückenschaltung. Über den Mittelwert der Spannung des Wechselrichters U_{dN}, der gleich dem der Spannung des maschinenseitigen Stromrichters U_{dM} ist, wird die Drehzahl gestellt.

Das quasistationäre Modell des Antriebs erhält man aus dem Gleichungssystem der Asynchronmaschine im Netzkoordinatensystem mit auf den Stator bezogenen Rotorgrößen:

$$\vec{u}_s^{\,N} = R_s\,\vec{i}_s^{\,N} + \dot{\vec{\psi}}_s^{\,N} + \mathrm{j}\,\dot{\vartheta}_N\,\vec{\psi}_s^{\,N} \qquad \vec{\psi}_s^{\,N} = (L_h + L_{s\sigma})\,\vec{i}_s^{\,N} + L_h\,\vec{i}_r^{\,*N}$$

$$\vec{u}_r^{\,*N} = R_r^*\,\vec{i}_r^{\,*N} + \dot{\vec{\psi}}_r^{\,N} + \mathrm{j}\,(\dot{\vartheta}_N - \dot{\vartheta})\,\vec{\psi}_r^{\,*N}$$

$$\vec{\psi}_r^{\,*N} = L_h\,\vec{i}_s^{\,N} + (L_h + L_{r\sigma}^*)\,\vec{i}_r^{\,*N} \qquad (15)$$

$$-\frac{3}{2}\,p\,\mathrm{Im}\left\{\vec{\psi}_s^{\,N}\,\vec{i}_s^{\,N*}\right\} + m_A = J\,\frac{\omega_s}{p}\,\dot{s},$$

$$\dot{\vartheta}_N = \omega_s \quad \dot{\vartheta} = (1-s)\,\omega_s. \qquad (16)$$

Die Zustandsdifferentialgleichungen für das langsame Teilsystem mit den Zustandsgrößen $\vec{\psi}_s^{\,N}$ und s lauten:

$$\dot{\vec{\psi}}_s^{\,N} = -(\mathrm{j}\,\omega_s + R_s/L_s')\,\vec{\psi}_s^{\,N} + \left(\hat{u}_s + \frac{R_s}{L_s'}\,\frac{L_h}{L_r^*}\,\vec{\psi}_{r1}^{\,*N}\right)$$

$$\dot{s} = \frac{3}{2}\,\frac{p^2}{\omega_s}\,\frac{1}{J}\,\mathrm{Im}\left\{\vec{\psi}_s^{\,N}\,\vec{i}_{r1}^{\,*N*}\right\}\frac{L_h}{L_s} + \frac{p}{\omega_s}\,\frac{1}{J}\,m_A \qquad (17)$$

mit

$$\vec{\psi}_{r1}^{\,*N} = \frac{L_h}{L_s}\,\frac{\vec{u}_{s\psi}^{\,N}}{\mathrm{j}\,\omega_s} + L_r^{*|}\,\vec{i}_{r1}^{\,*N}$$

$$\vec{u}_{s\psi}^{\,N} = \mathrm{j}\,\omega_s\,\vec{\psi}_s^{\,N}$$

$L_r^{*|} = L_r^*\,\sigma_{sr}$ $\quad L_s' = L_s\,\sigma_{sr}$ $\quad \sigma_{sr} = 1 - L_h^2/(L_s\,L_r^*)$

(Index 1: Grundschwingungsanteile).

Die Spannungsgleichung des Rotors zur Ermittlung der Zusammenhänge zwischen den Strang- und den Zwischenkreisgrößen ergibt sich mit

$$\dot{\vec{\psi}}_r^{\,*N} = L_r^{*|}\,\dot{\vec{i}}_r^{\,*N}$$

$$\vec{u}_r^{\,*N} = (R_r^* + \mathrm{j}\,\omega_s\,s\,L_r^{*|})\,\vec{i}_r^{\,*N} + \frac{L_h}{L_s}\,s\,\vec{u}_{s\psi}^{\,N} + L_r^{*|}\,\dot{\vec{i}}_r^{\,*N} \qquad (18)$$

und im Rotorkoordinatensystem zu

$$\vec{u}_r^{\,*R} = R_r^*\,\vec{i}_r^{\,*R} + L_r^{*|}\,\dot{\vec{i}}_r^{\,*R} + \frac{L_h}{L_s}\,s\,\vec{u}_{s\psi}^{\,R}. \qquad (19)$$

Aus (19) kann man unmittelbar die Kommutierungsspannung und die Kommutierungsparameter ablesen (s. Bild 1)

$$\hat{e}_K = s\,\frac{L_h}{L_s}\,\hat{u}_{s\psi} = s\,\hat{u}_r^{*|} \quad (\hat{u}_r^{*|}\text{ transiente Rotorspannung}),$$

$$L_K = L_r^{*|} = (L_h + L_{r\sigma}^*)\,\sigma_{sr} \quad R_K = R_r^* \qquad (20)$$

und damit die angegebenen Zusammenhänge zwischen den Strang- und Zwischenkreisgrößen sowie zur Ermittlung der Grundschwingungsanteile der Strangströme (1) bis (5) unmittelbar nutzen. Aus (1), (2) und (20) ist auch die stationäre Steuerbedingung für die Einhaltung eines konstanten Schlupfes berechenbar

(Annahme: $R_s = 0$, $s\,\omega_s > \mu$, $s\,\omega_s\,T_K > 1$):

$$U_{dM}^{+} = U_{dM}^*\,\frac{L_s}{L_h} = -\frac{3}{2}\,\frac{\sqrt{3}}{\pi}\,s\,\hat{u}_s\,(1+\cos(\mu))$$
$$+ I_d^{+}\,R_r^{+}\left(2 - \frac{2}{3}\,\frac{\mu}{\pi}\right)$$

$$I_d = I_d^*\,\frac{L_h}{L_s} = \frac{\sqrt{3}}{2}\,\frac{\hat{u}_s}{\omega_s\,L_r^{+|}}\,(1-\cos(\mu)) \quad \left(L_r^{+|} = L_r^{*|}\cdot\frac{L_s^2}{L_h^2}\right). \qquad (21)$$

Die Abhängigkeit von Moment erhält man über

$$(P_r + P_{dr}) = s\,\Omega_0\,M_e = -U_{dM}^{+}\,I_d^{+} + I_d^{+2}\,R_r + \left(2 - \frac{3}{2}\,\frac{\mu}{\pi}\right)$$

aus

$$M_e = \frac{9}{8\,\pi}\,p\,\frac{\hat{u}_s^2}{\omega_s^2\,L_r^{+|}}\,(1-\cos(2\,\mu)) = \frac{3}{2}\,\frac{p}{\omega_s}\,\hat{u}_s\,\hat{i}_{rw1}^{+}. \qquad (22)$$

Aus (22) folgt, daß der Kommutierungswinkel nur vom Moment und nicht vom Schlupf bestimmt wird. Die Steuerbedingungen in Abhängigkeit vom Moment erhält man auf folgendem Weg:

$$M_e \longrightarrow \hat{i}_{rw1}^{+} \longrightarrow \mu \longrightarrow I_d^{+} \longrightarrow U_{dM}^{+} \longleftarrow s.$$

Ermittlung von Parametern elektrischer Maschinen mit numerischer Feldberechnung

W. Kunze, KDT; H. Kuß, KDT; A. Binner, KDT; Dresden

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. *Germar Müller* zum 60. Geburtstag

Beim Einsatz elektrischer Maschinen in der modernen Automatisierungstechnik sowie beim Betrieb elektrischer Generatoren und Transformatoren in Energieversorgungsanlagen ist die Kenntnis von Maschinenparametern, z.B. Induktivitäten, Widerstandsverhältnissen und Zeitkonstanten, zur Beschreibung und Reglung umfangreicher automatisierter Antriebs- und Energiesysteme unerläßlich. Ihre Ermittlung kann sowohl meßtechnisch als auch mit Rechenverfahren unterschiedlicher Genauigkeit erfolgen.
Herkömmliche Rechenverfahren sind mit vereinfachenden Annahmen verbunden, so daß die Treffsicherheit insbesondere bei stark gesättigten Maschinen und beim Verlassen von Erfahrungsbereichen in Frage gestellt ist.
Zur Erfüllung der hohen, ständig gewachsenen Anforderungen an das Betriebsverhalten elektrischer Maschinen sowie zur Schaffung automatisierungsgerechter Konstruktionen für eine effektive Fertigung muß der Zusammenhang zwischen den nach außen auftretenden Maschinenparametern und den im Innern wirkenden, voneinander abhängigen Größen des elektromagnetischen, Temperatur- und mechanischen Feldes systematisch und genauer untersucht und auch ausgenutzt werden.
Besonders bei Generatoren und Transformatoren hoher Leistung, bei denen Versuchsmuster zu aufwendig sind, müssen deshalb leistungsfähigere Vorausberechnungsmethoden zur Verfügung stehen. Sie sind aber auch bei Baueinheiten mittlerer und kleinerer Leistung für die Automatisierungstechnik notwendig, um trotz wesentlicher Einschränkung der Anzahl von Versuchsvarianten konstruktivtechnologisch optimierte Maschinen entwickeln zu können.
Bei der Parameterbestimmung mit Hilfe numerischer Feldberechnung werden die oben angeführten Nachteile weitgehend vermieden und ein der physikalischen Wirklichkeit näherkommendes mathematisches Modell zugrunde gelegt.

Dr. sc. techn. *Werner Kunze* ist Hochschuldozent; Dr. sc. techn. *Hans Kuß* und Dipl.-Ing. *Andreas Binner* sind wissenschaftliche Assistenten an der Sektion Elektrotechnik der Technischen Universität Dresden.

Von den numerischen Feldberechnungsverfahren hat sich bei den meist abgeschlossenen, stark nichtlinearen Feldproblemen elektrischer Maschinen mit ihrer komplizierten Geometrie und unterschiedlichen Wicklungsanordnung die Methode der finiten Elemente (FEM) zur Untersuchung und Auslegung des magnetischen Kreises sowie zur Berechnung örtlicher Feldgrößen davon abhängiger Verlustdichten und Temperaturen durchgesetzt.
Rechenprogramme auf der Basis der FEM haben derzeit meist allgemeine Auswertemodule, die aus der berechneten Vektorpotentialverteilung Größen des elektrischen und magnetischen Feldes, z.B. Stromdichten und Induktionsverteilungen, ermitteln. Zum Einsatz dieser Feldberechnungsprogramme in der rechnergestützten Ingenieurpraxis müssen zur problemorientierten Auswertung geeignete Schnittstellen für anwendereigene Auswertemodule zur Verfügung gestellt werden.
Algorithmen für Feldharmonische, Kräfte und Drehmomente wurden in [1] vorgestellt. Der folgende Beitrag zeigt die Ermittlung ausgewählter Induktivitätsparameter aus den Ergebnissen sowohl stationärer als auch quasistationärer zweidimensionaler Magnetfeldberechnung. Hierbei werden unterschiedliche Schaltungsarten des elektrischen Kreises berücksichtigt.

1. Parameter bei stationärem Betrieb

Einer der Hauptparameter elektromagnetischer Energiewandler im Zusammenhang mit dem Einsatz in Regelkreisen automatisierter Antriebs- und Energieanlagen sind Induktivitäten, die sich definitionsgemäß aus

$$L = \frac{\psi}{I} \tag{1}$$

berechnen.
Die magnetische Flußverkettung ψ läßt sich aus den Ergebnissen stationärer Feldberechnung mit

$$\psi = \oint_\Gamma \vec{A}\,\mathrm{d}\vec{\Gamma} \tag{2}$$

ermitteln, wobei A das magnetische Vektorpotential und Γ der Umlaufweg entlang des zu untersuchenden Leiterzuges darstellen. Für ebene Magnetfelder erhält man

$$\frac{\psi}{l} = \sum_{i=1}^{n_L} k_i A_i = \frac{\psi^+}{l} - \frac{\psi^-}{l} \tag{3}$$

mit der Leiterzahl n_L. Entsprechend der Zählrichtung des Leiters i kann k_i die Werte ± 1 annehmen.
Ist die Fläche der verwendeten Diskretisierungselemente größer als der Leiterquerschnitt, dann kann die Flußverkettung einzelner Leiter nicht unterschieden werden, und es gilt

$$\frac{\psi^\pm}{l} = \frac{W^\pm}{S_{Sp}{}^\pm} \int_{S_{Sp}{}^\pm} A\,\mathrm{d}S\,. \tag{4}$$

Ist dagegen die Diskretisierung so fein, daß ein Leiterquerschnitt mehrere Elemente umfaßt, so erhält man

$$\frac{\psi^\pm}{l} = \frac{W^\pm}{S_{Sp}{}^\pm} \sum_{i=1}^{n_L} \int_{S_i} A\,\mathrm{d}S\,. \tag{5}$$

Bei Diskretisierung mit Dreieckelementen 1. Ordnung läßt sich sowohl (4) als auch (5) in

$$\frac{\psi^\pm}{l} = \frac{1}{3}\,\frac{W^\pm}{S_{Sp}{}^\pm} \sum_{Sp^\pm} [(A_i + A_j + A_k)\cdot S^e] \tag{6}$$

umformen, so daß zur Berechnung von ψ keine Fallunterscheidung notwendig ist.
Befinden sich m Wicklungen im betrachteten Feldgebiet, so ist der Zusammenhang zwischen Strömen und Flußverkettungen durch

$$\{\psi\} = [L]\cdot\{I\} \tag{7}$$

gegeben. Aus dem Ergebnis einer numerischen Feldberechnung lassen sich zwar die Flußverkettungen ermitteln, jedoch ist bei Erregung durch mehrere Spulen aus dem resultierenden Feld die Berechnung der Einzelinduktivitäten nicht möglich.
Die Ermittlung ist dann eindeutig möglich, wenn jeweils nur eine Wicklung Strom führt. Unter Beachtung der Nichtlinearität des magnetischen Kreises, d.h. der Abhängigkeit der Induktivitäten vom Arbeitspunkt, ergibt sich der im Bild 1 dargestellte Algorithmus.

Die Beschreibung der „langsamen" Vorgänge bei nichtstationärem Betrieb der untersynchronen Stromrichterkaskade erfolgt mit den Zustandsdifferentialgleichungen (17) und den Zusammenhängen in den Gln. (1) bis (5).

4. Zusammenfassung

Die beschriebenen quasistationären Modelle umrichtergespeister Drehfeldmaschinen zeichnen sich durch ihre Zeiteffizienz und Einfachheit aus. Quasistationäre Modelle von Drehfeldmaschinen sind besonders für die digitale Simulation von elektrischen Antrieben zur Analyse von Vorgängen in der Nähe der synchronen Drehzahl und der Modellierung der Regelstrecke innerhalb einer Zustandsgrößenregelung oder in einem Führungsgrößenrechner von Antrieben mit einer feldorientierten Regelung geeignet. Dabei müssen alle Elemente des Antriebssystems mit einer einheitlichen Modellschärfe beschrieben werden.

Literatur

[1] *Bunzel, E.; Oswald, B.:* Modell zur Simulation des nichtstationären Betriebsverhaltens geregelter Synchrongeneratoren zur Sicherung der Elektroenergieversorgung. Wiss. Z. TU Dresden 36 (1987) 3, S. 157–167
[2] *Bunzel, E.; Oswald, B.:* Quasistationäres Computermodell von Drehstrommaschinen zur Simulation nichtstationärer Betriebszustände bei nichtsinusförmigen Betriebsgrößen. 11. Wiss. Konferenz der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden, Themengruppe M, S. 32–35
[3] *Bunzel, E.; Fiedler, M.* Zur Berechnung des Betriebsverhaltens von Stromrichtermotoren. ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 2, S. 53–56, 62

EA 6003

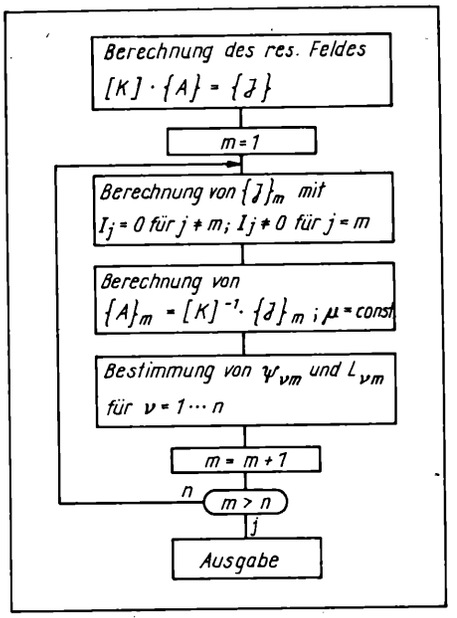
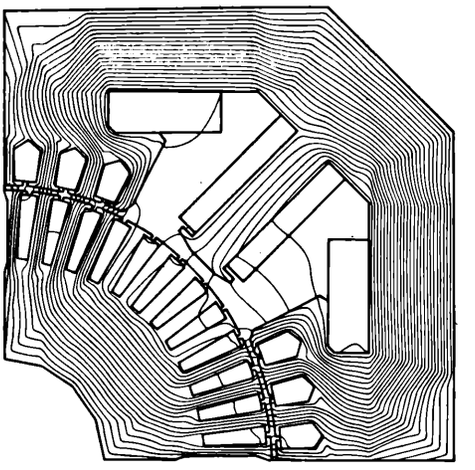


Bild 1. Ermittlung der Flußverkettungen und Einzelinduktivitäten magnetisch gekoppelter Wicklungen



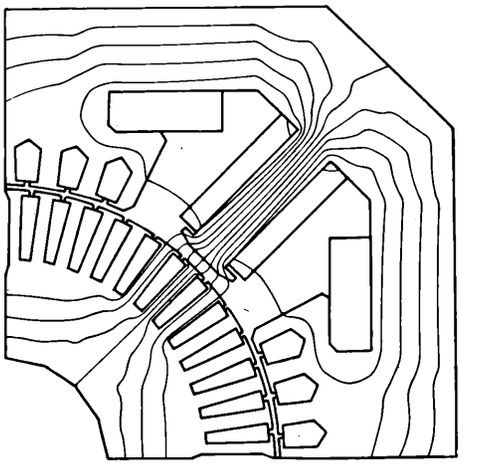
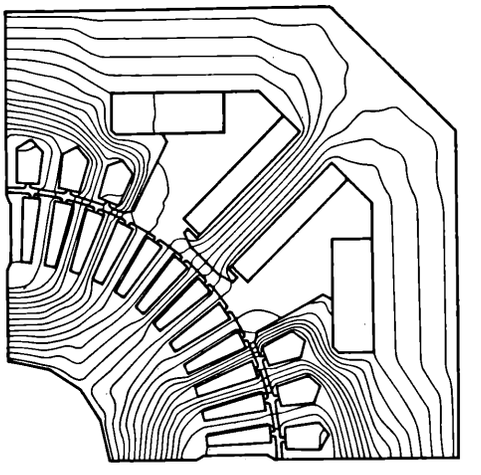
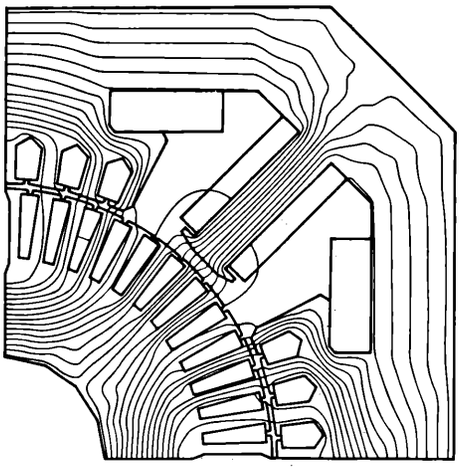


Bild 2. Feldbilder zur Ermittlung der Einzelinduktivitäten





Weil deshalb außer der Berechnung des resultierenden Feldes zusätzlich m lineare Feldprobleme gelöst werden müssen, die sich nur in der rechten Seite des Gleichungssystems unterscheiden, ist der Einsatz direkter Lösungsverfahren vorteilhaft.
Die aufwendige Faktorisierung der Matrix ist dann nur einmal vorzunehmen.
Als Beispiel wird die nach außen wirksame Ankerkreisinduktivität einer vierpoligen kompensierten Gleichstrommaschine bei Nennerregung und Nennlast berechnet.
Aufgrund der Reihenschaltung von Anker-, Wendepol- und Kompensationswicklung ergibt sich

$$L_a = 2p\,[L_{a,a} + L_{w,w} + L_{k,k} + 2\,(L_{a,w} + L_{a,k} + L_{w,k})], \qquad (8)$$

wobei die Einzelinduktivitäten mit einer auf gleichen Strom bezogenen effektiven Windungszahl berechnet werden. Die Schaltung der Ankerwicklung ist in dieser effektiven Windungszahl ebenfalls berücksichtigt. Zur Bestimmung der von den einzelnen Wicklungen hervorgerufenen Flußverkettungen sind entsprechend dem Algorithmus nach Bild 1 eine nichtlineare und 3 lineare Feldberechnungen erforderlich (Bild 2).
Mit den auf die Länge bezogenen Einzelinduktivitäten der Wicklungen einer Polteilung

$L_{aa} =$ 4,39 mH/m, $L_{kk} =$ 0,37 mH/m, $L_{ww} =$ 0,98 mH/m
$L_{ak} =$ — 1,15 mH/m, $L_{aw} =$ — 1,21 mH/m und
$L_{wk} =$ 0,27 mH/m

ergibt sich bei einer Maschinenlänge von 0,34 m die Ankerkreisinduktivität zu

$L_a = 2{,}12$ mH.

2. Parameterbestimmung bei quasistationärem Betrieb

Bei der Berechnung beliebiger Zeitabhängigkeiten mit Zeitschrittverfahren kann obige Methode für jeden Zeitschritt angewandt werden.
Für zeitlich sinusförmige Verläufe führt die Einführung eines komplexen Vektorpotentials zu erheblicher Verringerung des Berechnungsaufwandes.
Da für quasistationäre Felder elektrische Zusatzbedingungen (z. B. Strom- oder Spannungsspeisung) berücksichtigt werden müssen, ist es zweckmäßig, die Induktivitätsberechnung mit der Einführung der Zusatzbedingungen zu verbinden. Das soll am Beispiel einer Stromeinspeisung demonstriert werden.
Der Zusammenhang zwischen eingegebenen $\underline{I}_e$ und resultierenden Strömen $\underline{I}$ ist durch

$$\{\underline{I}\} = [\underline{K}_H]\,(\{\underline{I}_e\} + \{\underline{I}_0\}) \qquad (9)$$

mit

$$\underline{I}_\nu = \int_{S_{L\nu}} (\underline{G}_e + \underline{G}_0 - j\,\omega\,\varkappa\,\underline{A})\,dS \qquad (10)$$

gegeben. Bei linearem magnetischem Kreis sind die Elemente von $[\underline{K}_H]$ von der Lösung unabhängig und lassen sich einfach spaltenweise bestimmen, indem bei der μ-ten Rechnung

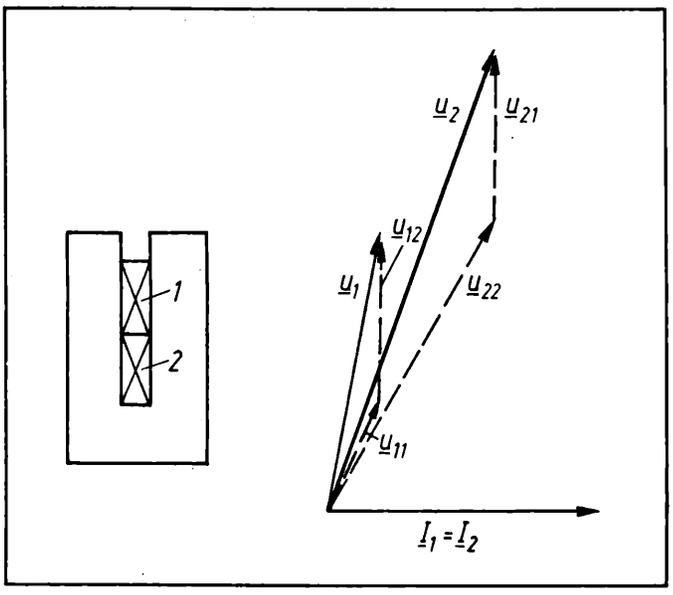


Bild 3. Stromeinspeisung einer Zweileiteranordnung im Nutmodell

$$\left.\begin{array}{ll} \underline{I}_{0\nu} = 0 & \text{für } \mu = \nu \\ \text{und} & \\ \underline{I}_{0\nu} = -\underline{I}_{e\nu} & \text{für } \mu \neq \nu \end{array}\right\} \mu = 1 \cdots n_L \qquad (11)$$

mit der Leiterzahl n_L gesetzt wird.
Nach n_L-Berechnungen ist $[\underline{K}_H]$ ermittelt und die Zusatzströme $\underline{I}_0$ können so bestimmt werden, daß in der $(n_L + 1)$-ten Rechnung $\{\underline{I}\} = \{\underline{I}_e\}$ wird.
Da aber $\{\underline{I}_e + \underline{I}_0\}$ gerade der Strom ist, der im Leiter fließen würde, wenn nur der ohmsche Widerstand wirkt [2], gilt

$$\{\underline{U}\} = [R \cdot (\{\underline{I}_e + \underline{I}_0\}) \qquad (12)$$

mit

$$R = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & R_{nL} \end{bmatrix}.$$

Bei $\{\underline{I}_0\} = 0$ erhält man aus (9) und (12)

$$\{\underline{U}\} = [R]\ [\underline{K}_H]^{-1}\ \{\underline{I}\} \qquad (13)$$

und aus

$$[\underline{Z}] = [R]\ [\underline{K}_H]^{-1} \qquad (14)$$

die Impedanzmatrix. Damit ist die Ermittlung der Induktivitäten

$$L_{\nu\mu} = \frac{1}{\omega} \operatorname{Im} \{\underline{Z}_{\nu\mu}\} \qquad (15)$$

sowie der unter dem Einfluß der Stromverdrängung vergrößerten ohmschen Widerstände

$$R_{\nu\mu} = \operatorname{Re} \{\underline{Z}_{\nu\nu}\} \qquad (16)$$

leicht möglich.
Obiger Algorithmus wurde am Beispiel eines Nutmodells getestet. Für den Fall einer Stromeinspeisung mit

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_2 = 500\ \text{A} \cdot e^{j\,0°}$$

ergeben sich die Induktivitäten zu

$L_{11} = 1{,}82\ \mu\text{H/m}$,

$L_{12} = L_{21} = 1{,}93\ \mu\text{H/m}$

$L_{22} = 3{,}24\ \mu\text{H/m}$.

Das Zeigerbild der auftretenden Ströme und Spannungen ist im Bild 3 dargestellt.

Literatur

[1] *Kunze, W.; Kuß, H.; Binner, A.:* CAD-Baustein numerischer Feldberechnung für elektrotechnische Erzeugnisse. ELEKTRIE, Berlin 42 (1988) 12, S. 455

[2] *Kunze, W.; Kuß, H.; Binner, A.:* Quasistationäre Magnetfeldberechnung für zeitlich sinusförmige Größen. Wiss. Z. TU Dresden 36 (1987) 4, S. 83

EA 6008

Vier Jahrzehnte Stromrichtertechnik in der DDR – 40 Jahre VEB Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin

H. Kabisch, KDT; D. Möller, KDT; Berlin

Prof. em. Dr.-Ing. habil. *Rudolf Lappe* zum 75. Geburtstag gewidmet

1. Historische Entwicklung

Die Leistungselektronik als Bindeglied zwischen Informationsverarbeitung und Energieumformung gewinnt mit wachsendem Automatisierungsgrad der industriellen Prozesse zunehmend an Bedeutung. Zunächst entwickelte sich mit der Quecksilberdampf-Stromrichtertechnik eine wirtschaftliche Alternative zum rotierenden Umformer. Der stürmische Fortschritt der dreißiger und Folgejahre war durch Einführung der Gittersteuerung, verbunden mit Schutzsperrung, Erhöhung von Nenn- und Überlastkennwerten, Betriebssicherheit (Reduzierung der Rückzündungsgefahr), vereinfachte Betriebsführung (pumpenlose Langlebensdauergefäße) und Fortschritte in der Schaltungstechnik gekennzeichnet. Unmittelbar nach dem Krieg setzte die abgebrochene Entwicklung in der damaligen sowjetisch besetzten Zone wieder ein. Bereits vor 4 Jahrzehnten wurden in einer neu errichteten Fertigungsstätte die ersten pumpenlosen Quecksilberdampfgleichrichter zunächst für Nahverkehrsbahnen zur Verfügung gestellt. Neu- und Weiterentwicklungen ermöglichten einen breiten Einsatz von Gleich- und Wechselrichtern, ab 1953 auch für den Export. Das Sortiment statischer Umformer wurde im unteren Leistungsbereich durch Magnetverstärker vervollständigt.
Grundlage der automatischen Regelung elektrischer, antriebsspezifischer bzw. technologischer Größen bildeten damals magnetische Verstärker und Röhrenregler.
Inzwischen werden unter dem eingetragenen Warenzeichen TRANSRESCH seit über 2 Jahrzehnten Regelsysteme, in den letzten Jahren nach einem einheitlichen Systemkonzept in der 3. Generation mit freiprogrammierbaren Steuerungsbaugruppen kombiniert, geliefert. Zeitgleich mit der Einführung neuer Regelungs- und Steuerungssysteme und der Anwendung moderner Optimierungsverfahren zur Realisierung dynamisch hochwertiger Stromrichterstellglieder wurde die Ablösung der Quecksilberdampf-Stromrichter durch moderne Halbleiterleistungsbauelemente vollzogen. Der Stammbetrieb des Kombinats Automatisierungsanlagenbau EAB liefert heute bereits die 3. Generation von Halbleiterstromrichtern des THYRESCH-Systems [1], die gekennzeichnet sind durch

— weitere Verbesserung des Volumen- bzw. Masse-Leistungsverhältnisses um bis 50% durch Einsatz neuer Halbleiterleistungsbauelemente, Verbesserung der Kühleinrichtungen und Nutzung der Schaltkreis-Integration

— Erhöhung der Zuverlässigkeit und des Funktionsumfangs durch vereinfachte Schaltungskonzepte und ausgereifte Fertigungstechnologie

— Optimierung der Schutz- und Überwachungseinrichtungen

— einfache Inbetriebsetzung und Wertung trotz hoher Packungsdichte durch ausgereifte Konstruktionen

— Flexibilität in der Anpassung an Prozeßanforderungen durch modulare Stromrichterkonzepte, Erweiterungsfähigkeit der Steuerungs- und Regelungseinrichtungen und Aufrüstbarkeit der Stromrichter auf höhere Schutzgradanforderungen.

Aufbauend auf 40jährige Erfahrungen werden für Werkzeugmaschinen, Krane, Personen(schnell)aufzüge, Schiffshilfs- und Hauptantriebe, Textilmaschinen, Zucker- und Milchzentrifugen, Druckmaschinen, Plast- und Elastmaschinen sowie andere Be- und Ver-

Dipl.-Ing. *Helmut Kabisch* ist Hauptspezialist, Dr.-Ing. *Dietrich Möller* ist Bereichsdirektor für Stromrichter- und Antriebstechnik im ZFT des VEB Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin.

arbeitungsmaschinen immer mehr vervollkommnete anschlußfertige Serienstromrichter des THYRESCH-Systems eingesetzt. Besonderes Wachstum zeigen drehzahlverstellbare Pumpenantriebe zur Ablösung verlustbehafteter Bypaß-Volumenstromstelleinrichtungen [2]. Umfangreiche Erfahrungen liegen in der Projektierung und Lieferung von Stromrichtern für Walzwerks-, Zement-, Bahnstromversorgungs-, Elektrowärme-, Bagger- und Fördermaschinen vor. Stromrichter für dynamische und statische unterbrechungsfreie Stromversorgungsanlagen (USV), Elektrolyse und für Sonderanwendungen, z.B. für Elektrofilter, zur dynamischen Blindleistungskompensation und für Vibrationsförderer, vervollständigen das Sortiment. Etwa 140000 Gleich-, Wechsel- und Umrichter sowie Gleich- und Wechselstromsteller im Leistungsbereich von 3 kW bis 15 MW wurden gefertigt. Allein in den letzten 10 Jahren wurden Stromrichter für eine Leistung von 1,5 GW produziert.

Als Generallieferent für Automatisierungsanlagen wurden durch EAB u.a. Stromrichterausrüstungen für Walzwerke und Bahnstromversorgungsanlagen in Länder des RGW, nach Afrika und Asien geliefert. Seit 1952 wurden nahezu 400 Ausrüstungen für Kalt- und Warmwalzwerke gefertigt. Dabei nahmen kontinuierliche Warmwalzwerke für Feinstahl und Draht mit installierten Stromrichterleistungen bis zu 50 MW einen hervorragenden Platz ein. Mikrorechner wurden im Rahmen der Systeme TRANSRESCH-Si zur Antriebsautomatisierung und audatec zur Prozeßautomatisierung vieltausendfach eingesetzt. Beispiele sind die digitale Drehzahlsollwertvorgabe für technologisch verkoppelte Mehrmotorenantriebe im Projekt Wolpryla, zur Lageregelung von Antrieben und zur Schnittlängenoptimierung in Walzwerken [3].

Seit Anfang der 80er Jahre sind auch Mikrorechner im Bereich der stromrichternahen Elektronik im Einsatz. Die serienmäßige Anwendung bei Drehstromantrieben und unterbrechungsfreien Stromversorgungen erbrachte den Nachweis der Vorteile einer neuen Technik insbesondere hinsichtlich Flexibilität, Diagnose und Einführung neuer Kommunikationstechniken für den Anwender. Gleichzeitig zeigte sich damit aber auch eine Grenze der bisher angewendeten Technik vor allem bei Integration weiterer Funktionen und zur Einbindung in den Datenverbund.

2. Stromrichter der 4. Generation für Antriebe

Kernstück der zur Leipziger Frühjahrsmesse 1989 vorgestellten Informationsverarbeitung ist die volldigitalisierte 16-bit-Elektronik. Die Konzeption der Regelung von Anker- und Feldstrom für Gleichstromantriebe ist prinzipiell auch für Drehstromantriebe geeignet, bei denen z.B. zwei leistungselektronische Funktionseinheiten eines Zwischenkreisumrichters bedient werden müssen.

Die Integration der stromrichter- und antriebsnahen Steuerung, der Betätigung, des Schutzes und der Überwachung in das Gesamtkonzept ermöglicht für die Masse der Standardstromrichter erhebliche Aufwandsreduzierungen.

Für anspruchsvollere Steuerungsfunktionen, insbesondere technologiespezifischer z.B. für Walzwerke, ist die Kommunikation mit handelsüblichen SPS gesichert. Spezifische Anwendungen mit hohen antriebs- oder stromrichtertypischen Verkopplungen, z.B. bei Werkzeugmaschinen-Hauptantrieben, werden durch Integration technologischer Zusatzfunktionen im Softwarekonzept berücksichtigt. Als effiziente Lösung erweist sich die komfortable Kommunikation (Bedienung und Anzeige) auf der Rechnerkarte, die optimal auch über eine abgesetzte Tastatur oder einen Personalcomputer erfolgen kann.

Jede Typenreihe dieser neuen Stromrichtergeneration verfügt über eine auf Hauptanwendungsgebiete ausgerichtete Standard-Firmware. Über die Bedieneinheit werden die für den jeweilig konkreten Einsatzfall benötigten Einstellungen vorgenommen. Dazu gehört auch die softwareseitige Zuordnung von Eingangs- und Ausgangsgrößen zu bestimmten Geräteklemmen. Anzeigeelemente und Parametrierungslisten erleichtern die ohne regelungstechnische oder stromrichterspezifische Kenntnisse, vor allem aber ohne Lötkolben durchzuführende Inbetriebnahme.

Die Anzeige- und Bedieneinheit ermöglicht mit gleichen Hilfsmitteln eine digitale Überwachung von Betriebszuständen, Soll- und Istwerten sowie eine Fehlermeldung und -lokalisierung. Über einen PC lassen sich Fehler auch im Klartext ausgeben und lokalisieren, Fehlerspeicher oder aktuelle Daten abfragen und erforderlichenfalls dokumentieren. Netzdrehsinnerkennung, Phasenüberwachung, Frequenzadaption, Hardware-Selbsttest und programmgesteuerte Schaltreihenfolgen vereinfachen Bedienung und Inbetriebnahme. Motordaten wie Stromkennwerte, Begrenzungen, Schleichdrehzahlkennwerte, Vorgaben für den Hochlaufvorgang und die Ruckbegrenzung sowie die Ankerstrom-Drehzahlbegrenzung sind nach vorgegebenen Schema und Schrittfolge einzugeben.

Das moderne Konzept der digitalen Informationsverarbeitung wird durch die Integration von Selbstoptimierungsalgorithmen (Ankerstrom- und Drehzahlregler) abgerundet. Die Selbstoptimierung ist weitgehend dem theoretischen Grenzwert angenähert. Ist eine Zweitoptimierung für ein Ersatzgerät oder für den gleichen Einsatzfall notwendig, kann noch zeitsparender die Übernahme der eingestellten und erprobten Parameter über PC oder Programmiergeräte erfolgen (Speicher duplizieren).

Das vorgestellte Konzept wird gegenwärtig für Stromrichter der Gleichstromantriebstechnik bis 150 kW verwirklicht (siehe Titelbild ELEKTRIE 5/89). Parallel werden Wechselstromsteller in gleicher Bauform entwickelt, d.h., in der 1. Etappe ist ein Sortiment von 60 mikrorechnergesteuerten Standardstromrichtern mit variabler Bestückung des Leistungsteils und einer angepaßten Formware verfügbar.

Konstruktiv sind die Stromrichter mit dem Kühlkörper als tragendem Element ausgeführt. Auf das erweiterte Sortiment potentialfreier Halbleitermodule aufbauend erfolgt je nach Leistung und Schaltung die Bestückung für den Hauptstromrichter und ggf. zusätzlich auch für die Feldstromversorgung. Integriert sind Impulsübertrager und Ventilschutz, so daß sich klare Schnittstellen zwischen Leistungsteil und Informationselektronik ergeben. Vereinheitlichte Breite und Tiefe sowie angepaßte Höhenmaße sichern einesteils eine gute Raumausnutzung, ermöglichen andererseits auch eine Fertigung des Ventilblocks unabhängig vom konkreten Stromrichtertyp auf gleichen Fertigungslinien.

Das Stromrichtergerät wird durch das konstruktiv-technologische Modul „Informationsverarbeitung mit Spannungsversorgung" komplettiert. Beide Funktionseinheiten können getrennt gefertigt und geprüft werden. Die Informationselektronik ist problemlos mit leistungsstärkeren Ventilblöcken kombinierbar und enthält Grundelemente für selbstgelöschte Stromrichter. In Verbindung mit dem ebenfalls modular aufgebauten Softwarepool sowie hardwareseitigen Ergänzungen sind Anpassungen möglich.

3. Nutzung von Arbeitsplatzrechnern für den Schaltungsentwurf in der Leistungselektronik

Die hohe Erneuerungsrate und eine wachsende Anzahl der Anwendungsgebiete von Stromrichterstellgliedern, bessere und qualitativ neue Bauelemente (z.B. abschaltbare Thyristoren) sowie hohe Forderungen nach Regeldynamik, Genauigkeit, Zuverlässigkeit und Wirkungsgrad führten zu einer raschen Entwicklung der leistungselektronischen Entwurfstechniken.

Bedingt durch die Schaltungsvielfalt und den Kompliziertheitsgrad werden bereits seit Ende der 60er Jahre digitalrechnergestützte Methoden beim Entwurf und der Dimensionierung von Stromrichtern angewandt [4]. Die Einführung arbeitsplatzbezogener Rechentechnik stimulierte diese Entwicklung wesentlich und führt zur effektiven Gestaltung der Forschungs-, Entwicklungs- und Projektierungsarbeiten auf dem Gebiet der Stromrichter- und Antriebstechnik.

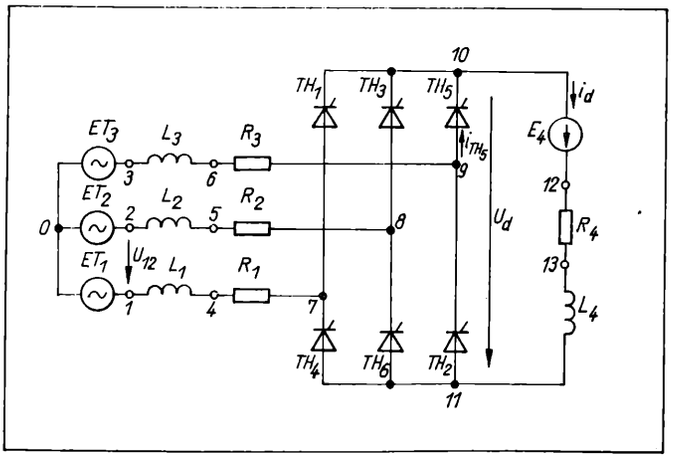


Bild 1. Netzgeführte Wechselrichterschaltung (B6C)

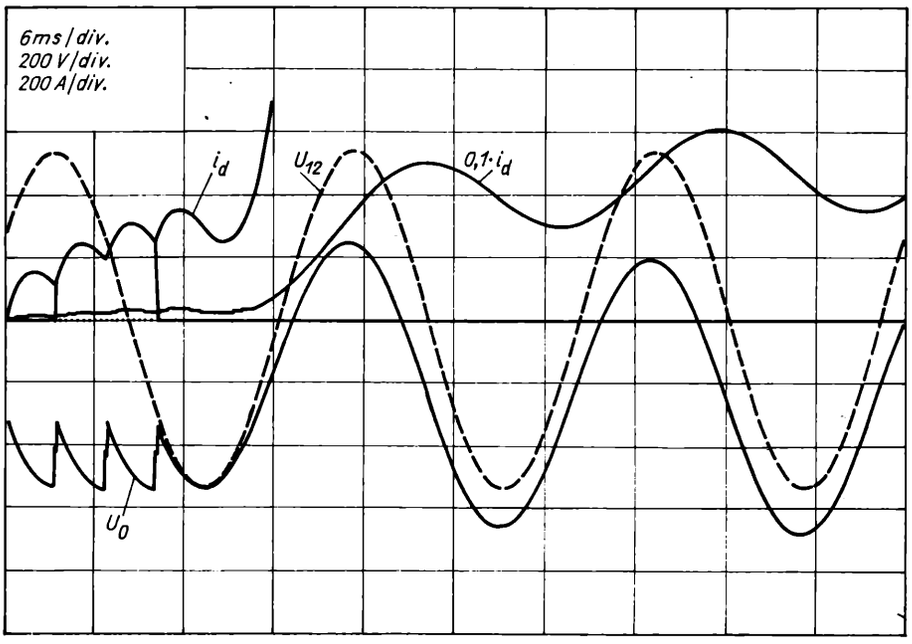


Bild 2. Berechnete Strom- und Spannungsverläufe für eine netzgeführte Wechselrichterschaltung bei Zündimpulsausfall (Wechselrichterkippen)

Im VEB Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin werden neben umfangreicher Entwurfssoftware zur Auslegung einzelner Stromrichterelemente (Kurzschlußstromberechnungen, Filter- und Zwischenkreisoptimierung für Wechselrichter, Drosseloptimierung bei Gleichstromantrieben, Berechnungen von Netzrückwirkungen usw.) universelle CAE-Systeme für regelungs- und schaltungstechnische Untersuchungen genutzt (BORIS, DS88, PAVS, CSSP). In Zusammenarbeit mit der Technischen Universität Karl-Marx-Stadt ist das Entwurfs- und Simulationssystem für leistungselektronische Strukturen LENE entwickelt und eingeführt worden [5] [6].

Als Beispiel für die Anwendung des Softwaresystems LENE sind in den Bildern 1 und 2 Schaltung und Verlauf typischer Größen bei Kurzschluß („Wechselrichterkippen") eines netzgeführten Wechselrichters dargestellt. Die Vorteile der rechnergestützten Analyse bereits bei solch „klassischen" Havariefällen sind klar: Mit geringem Zeitaufwand lassen sich präzise Angaben für die Auslegung der Schaltungs- und Schutzelemente gewinnen. Gegenüber experimentellen Untersuchungen ist ein aufwandsarmer und gefahrloser Entwurf leistungselektronischer Komponenten bereits in der konzeptionellen Phase des Projekts oder der Entwicklung möglich. Von entscheidender Bedeutung für den Erfolg von LENE waren nicht nur die auf den Leistungselektroniker zugeschnittene Dialog-Eingabe und Ausgabe eines Entwurfsproblems am 16-bit-Arbeitsplatzcomputer, sondern vor allem die klar strukturierte Verknüpfung der leistungselektronischen Netzwerkanalyse mit der notwendigen regelungs- und steuerungstechnischen Simulationsumgebung sowie das umfangreiche Modellspektrum [6]. Selbst äußerst komplizierte Strukturen können damit von der funktionellen Voruntersuchung bis zum Vergleich mit experimentellen Prüfergebnissen rechnergestützt bearbeitet werden. Ständige Pflege und Beratung der LENE-Nutzer[1]) sichern eine breite Anwendung in der industriellen Forschung und Entwicklung, aber auch an Hoch- und Fachschulen bei der Ausbildung von Elektroingenieuren.

4. Zusammenfassung

Die Einführung von Stromrichtern der 4. Generation einschließlich der Bereitstellung moderner CAE-Werkzeuge für ihre Entwicklung und Anwendung sind Ausdruck der konsequenten Profilierung des VEB Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin zum Hersteller flexibler, mikroelektronischer Komponenten für komplette Automatisierungslösungen. Gerade die Stromrichter- und Antriebstechnik entscheidet durch den unmittelbaren Eingriff in die Energieumformung über wesentliche volkswirtschaftliche Effekte einer modernen Automatisierungsanlage. Modularität, moderne Mikrorechnerkonzepte und flexible Softwaregestaltung sind Markenzeichen für das hohe technische Niveau dieses Konzepts, das auf einer 40jährigen Erfahrung bei der Entwicklung, Produktion und Anwendung von Stromrichtern basiert.

[1]) Das Programmsystem LENE steht nachnutzbar zur Verfügung. Interessenten wenden sich bitte an den VEB Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin, ZFT-U, Rhinstraße 100, Berlin 1140.

Literatur

[1] *Hübner, R.; Tischer, H.:* Systemübersicht THYRESCH-Stromrichter einer neuen Generation Leistungselektronik für geregelte Gs-Antriebe. Wiss.-techn. Information des KAAB 19 (1983) 3, S. 129–133

[2] *Hoffmann, S.:* Drehzahlgeregelte Drehstromantriebe mit Leistungselektronik für Pumpen und Lüfter. Sozialistische Rationalisierung 14 (1985) 8, S. 191–192

[3] *Brandt, W.:* Mikrorechnergestützte Prozeßleittechnik für ein Mittel- und Feinstahlwerk. Wiss.-techn. Informationen des KAAB (1989) 18, S. 10–12

[4] *Eisenack, H.; Hofmeister, H.:* Digitale Nachbildung von elektrischen Netzwerken mit Dioden und Thyristoren. Archiv für Elektrotechnik 55 (1972) 1, S. 32–43

[5] *Richter, H.:* LENE – Ein CAD-Programm für leistungselektronische Systeme. ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 2, S. 57

[6] *Kronberg, M.*, u.a.: LENE/LEMESS – ein Softwaresystem zur rechnergestützten Analyse von leistungselektronischen Schaltungen und Antriebssystemen. ELEKTRIE 43 (1989) 5, S. 174–178

EA 5937

Aus der Vergangenheit für die Zukunft lernen

Heutige, zurückblickende Bewertungen der vielverzweigten Wurzeln der Elektrotechnik/Elektronik und der verschiedenen Ereignisse in ihrer Entwicklungsgeschichte ergeben wertvolle Erkenntnisgewinne für die jetzt oder künftig zu treffenden Entscheidungen über die weitere Entwicklung. Dazu ist eine aktive Geschichtspflege unerläßlich und von verschiedenen Seiten ist damit bereits mit vorzeigbaren Erfolgen begonnen worden. Um diese Geschichtspflege weiter voranzubringen, zu vertiefen und zu koordinieren, beabsichtigt der Fachverband Elektrotechnik in der KDT eine Kommission **Geschichte der Elektrotechnik** zu bilden. Sicherlich gibt es viele Fachkollegen, die mit Interesse an dieser Aufgabe mitwirken würden, die aus ihrem reichen Erfahrungsschatz eigene Beiträge einbringen könnten oder die bereit sind, die vielen Quellen zu erschließen.

Ein Arbeitsausschuß zur Bildung der Kommission hat seine vorbereitende Tätigkeit aufgenommen und ruft mit diesem Beitrag zur Mitarbeit auf. Alle Fachkollegen, die — direkt oder indirekt — in dieser Kommission mitarbeiten möchten, werden gebeten, ihre Bereitschaft einfach mit einer Postkarte (unter Angabe Privat- und Dienstanschrift, Telefon sowie ihres speziellen Gebietes in der Geschichte der Elektrotechnik) an den Fachverband Elektrotechnik in der KDT, Postfach 1315, Berlin, 1086 mitzuteilen.

H. R. Besser
(für den Arbeitsausschuß zur Bildung der Kommission Geschichte der Elektrotechnik)

GTO-Thyristoren: Funktion, Eigenschaften, Einsatzmöglichkeiten und -probleme. Teil 2

U. Nicolai; H. Conrad, KDT; Dresden

Mitteilung aus der Hochschul-Industrie-Forschungsgruppe (HIFOG) der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden

3. Ansteuerung

3.1. Ansteuerbedingungen

Grundsätzliche Forderungen an den Ansteuerstromverlauf für GTO-Thyristoren verdeutlicht Bild 8 (siehe Teil 1, ELEKTRIE 43 (1989) 5, S. 165) an einem Beispiel. Sie lassen sich für Schaltvorgänge und statische Schaltzustände wie folgt zusammenfassen.

Einschalten

— steil ansteigender Steuerstrom i_G, z. B. $di_{FG}/dt \geqq 5$ A/µs
— dynamische Steuerstromüberhöhung $I_{GM} = 4 \cdots 8\, I_{GT}$ für $t_{GM} \geqq 2t_{gd}$

Durchlaßzustand

— Dauergatestromeinspeisung $I_{GC} \geqq I_{GT}$
— Mindesteinschaltdauer $T_{on\,min} = 10 \cdots 30$ µs

Ausschalten

— sehr steil ansteigender Rückwärtssteuerstrom $di_{RG}/dt = 20 \cdots 60$ A/µs
— hoher Spitzenwert des Rückwärtssteuerstroms $I_{GQ} = I_{TQ}/V_G = 0{,}2 \cdots 1\, I_{TQ}$
— in engen Grenzen vorgegebene Rückwärtssteuerspannung und Gatekreisinduktivität als Energiespeicher (Ausschaltzeit und begrenzte Durchbruchsdauer $t_{(BR)}$ der Gate-Katoden-Sperrschicht, z. B. $t_{(BR)} \leqq 5$ µs) [9]

Vorwärtssperrzustand

— stationäre negative Steuerspannung U_{RG} oder niederohmscher Gate-Katoden-Abschlußwiderstand, z. B. $U_{RG} = 5 \cdots 14$ V bzw. $R_{GK} \leqq 300\ \Omega$ [9]
— Mindestausschaltdauer $T_{off\,min} = 10 \cdots 30$ µs.

Da das Ausschalten von GTO-Thyristoren mit dem Erreichen eines bestimmten Ladungsniveaus in den Basiszonen erfolgt, besteht ein Zusammenhang zwischen abzuschaltendem Anodenstrom, Anstiegssteilheit des Gateausräumstroms und dessen Spitzenwert I_{GQ} bzw. der Abschaltverstärkung V_G [2] [5] [7].
Für V_G ist bei heutigen GTOs der Wert 5 kaum überschreitbar.
Weil beim Ausschalten stets kurzzeitiger Avalanchebetrieb der Gate-Katoden-Strecke auftritt, kommt der Gatekreisinduktivität eine wesentliche Bedeutung zu. Einerseits muß sie die erforderliche Steuerenergie speichern können (unterer Grenzwert), andererseits dürfen Ansteuer- und Ausschaltverluste nicht aufgrund langer Ausräumstromanstiegszeit zu hoch werden (oberer Grenzwert). Für derzeitige GTOs wird von den Herstellern ein di_{RG}/dt zwischen 20 und 60 A/µs gefordert.
Die Ausschaltstromverstärkung fällt mit wachsendem di_{RG}/dt, d. h. sinkender Ausschaltzeit; auch hier ist demnach eine Optimierung erforderlich.
Im Bild 10a sind diese Zusammenhänge dargestellt. Bild 10b) verdeutlicht die Abnahme der Ausschaltzeit bei Erhöhung der Gate-Katoden-Spannung U_{RG}, die aus der Zunahme von di_{RG}/dt resultiert.

3.2. Ansteuerschaltungen

Aufgaben einer Ansteuerschaltung für GTOs und andere ausschaltbare Leistungshalbleiterbauelemente bestehen in

— (potentialfreier) Anpassung von Steuersignalpegel und Ansteuerleistung

Dr.-Ing. *Ulrich Nicolai* ist Entwicklungsingenieur im VEB Mikroelektronik „Karl Liebknecht" Stahnsdorf und Mitglied der HIFOG Leistungselektronik. Dr. sc. techn. *Harry Conrad* ist ordentlicher Professor für Leistungselektronik an der TU Dresden und Leiter der HIFOG.

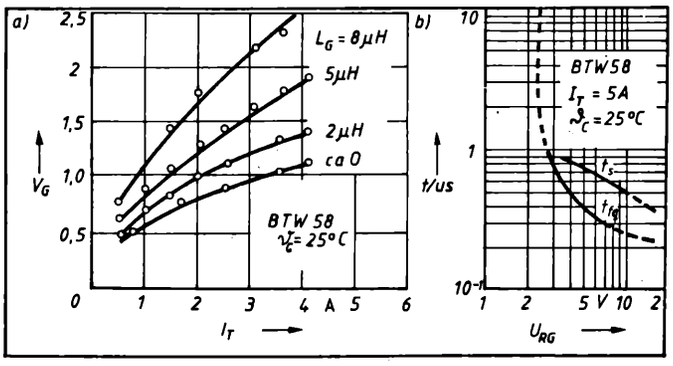


Bild 10. Ausschaltverhalten eines GTO-Thyristors
a) Abhängigkeit der Abschaltverstärkung V_G von Steuerkreisinduktivität L_G und Anodenstrom I_T [10];
b) Abhängigkeit der Speicherzeit t_s und der Anodenstromfallzeit t_{fq} von der Rückwärtssteuerspannung U_{RG} [11]

— Erzeugung eines für die Funktion des anzusteuernden Elements unter den zu erwartenden Betriebsbedingungen notwendigen Ansteuersignalverlaufs während aller Schaltzustände (Abschn. 3.1.).

Bei ausschaltbaren Leistungshalbleiterbauelementen können der Ansteuerschaltung außerdem Schutz-, Verriegelungs- und Überwachungsfunktionen mit direkter Beeinflussung des Steuersignalverlaufs sowie Funktionen der Vorrangsteuerung, Realisierung von Zeitkonstanten und Rückmeldung von Ausgangsgrößen oder logischen Zuständen zugeordnet werden.
Abhängig vom Funktionsumfang ergeben sich daraus verschiedene mögliche Grundstrukturen für „einfache" oder „komplexe" Ansteuerschaltungen. Im folgenden werden einige Möglichkeiten näher beschrieben.

- Einfache Ansteuerschaltungen mit transformatorischer Potentialtrennung

Aus der Schaltungstechnik für konventionelle Thyristoren sind Ansteuerschaltungen mit transformatorischer Kopplung und gemeinsamer Übertragung von Steuersignal und Ansteuerenergie abgeleitet [12]. Bild 11 zeigt eine derartige Schaltung.

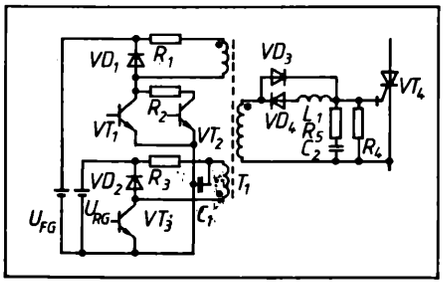


Bild 11. Transformatorische GTO-Ansteuerschaltung [12]

Der gemeinsame Übertrager T_1 für Zünd- und Löschimpuls hat zwei Primärwicklungen, die zum Ein- und Ausschalten des GTO durch Transistoren (VT_1, VT_2, VT_3) angesteuert werden. Um eine Sättigung des Transformators während der Einschaltdauer zu vermeiden, erfolgt nach dem Einschaltvorgang, während VT_1 durchgesteuert ist, eine Umschaltung auf den Primärkreis VT_2, R_2, R_1, der den magnetischen Fluß im Übertrager T_1 aufrechterhält. Während der Einschaltdauer klingt damit der GTO-Steuerstrom exponentiell ab, woraus Einschränkungen hinsichtlich des Steuerbereichs resultieren. Des weiteren ist die hierbei verfügbare Spannungs-Zeit-Fläche abhängig von den Erfordernissen des Löschimpulses. Er wird — nach Ausschalten von VT_2 — mit dem Durchsteuern von VT_3 und der damit verbundenen Entladung des Kondensators C_1 über die zweite Primärwicklung in der Resonanzfrequenz des bestehenden Schwingkreises erzeugt.
Die im Gatekreis des GTO angeordneten Dioden VD_3 und VD_4 bewirken eine Entkopplung des induktivitätsbehafteten (L_1) Ausschaltkreises vom Einschaltkreis. R_4 sichert den geforderten niederohmschen Gate-Katoden-Abschluß; der Kondensator C_2 stützt während der Ausschaltdauer die Gate-Katoden-Spannung des GTO.
Sollen mit transformatorischen Ansteuerschaltungen beliebige Steuerbereiche realisiert und Rückwirkungen zwischen Ein- und Ausschaltkreis vermieden werden, ist eine Kombination von drei getrennten Impulsübertragern zweckmäßig, von denen zwei der Ansteuerung während des Einschaltens und der Durchlaßphase dienen.

In dem im Bild 12 dargestellten Schaltungsbeispiel aus [12] werden die Übertrager für den Einschaltsteuerstrom (T_1, T_2) mit den Transistoren VT_1, VT_2 während der Einschaltdauer periodisch um 180° versetzt angesteuert, wodurch — nach Gleichrichtung (VD_3, VD_4) — am Gate des GTO ein stationärer Steuerstrom verfügbar ist. Durch kurzzeitiges paralleles Ansteuern beider Übertrager zu Beginn des Einschaltvorgangs kann die erforderliche Steuerstromüberhöhung realisiert werden. Transistor VT_3 dient der Entkopplung von Zünd- und Löschimpuls und sperrt während des Ausschaltvorgangs. Die Dioden VD_5, VD_6 entkoppeln den Ausschaltkreis während der Einschaltdauer C_2 dient wiederum der Gate-Katoden-Spannungsstützung; beim Einschalten erfolgt die Entladung durch VT_3.

- Ansteuerschaltungen mit getrennter Übertragung von Steuersignal und Ansteuerenergie

Wie in der Transistortechnik haben sich zur GTO-Ansteuerung weitgehend Schaltungen mit getrennter Signal- und Energieübertragung durchgesetzt. Bei erhöhtem Aufwand, der vor allem in der Bereitstellung von Hilfs- und Ansteuerenergie auf Potential besteht, werden Vorteile, wie

— optimale Ansteuersignalform bei beliebigem Steuerbereich
— mögliche Einblendung von Zeitkonstanten und logische Verknüpfungen
— mögliche Fehlererkennung und aktive Abschaltung mit minimaler Verzögerung

erreicht.

Zunächst soll auf Realisierungsmöglichkeiten für den Ansteuersignalgenerator eingegangen werden, der die Leistungsendstufe der Ansteuerschaltung darstellt. Bild 13 zeigt einige Ausführungsbeispiele, deren Komponenten auch miteinander kombiniert werden können.

In den Varianten a) und c) werden für Ein- und Ausschaltkreis Bipolartransistoren angewendet, was einen entsprechend hohen vorgelagerten Steueraufwand bedingt.

Wird in Schaltung a) Transistor VT_2 angesteuert, kann ein Gateausräumstrom über VD_1 und VT_2 fließen. Aufgrund $U_{EB3} = U_{F1}$ sperrt VT_3 währenddessen. Das Einschalten von VT_3 und des GTO VT_1 erfolgt mit dem Ausschalten von VT_2.

In Schaltung b) ist der GTO-Einschaltkreis als Konstantstromquelle ausgeführt.

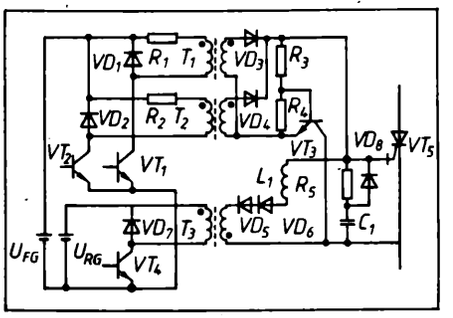


Bild 12. Transformatorische GTO-Ansteuerschaltung für beliebigen Steuerbereich [12]

Bild 13. Ansteuersignalgeneratoren für GTO-Thyristoren

Aus dem Einsatz von Leistungs-MOSFET im Ausschaltkreis (Schaltung b) ergeben sich u.a. die Vorteile:

— Aufgrund kürzerer erreichbarer Transistorschaltzeiten kann die Festlegung von $-\mathrm{d}i_G/\mathrm{d}t$ durch konzentrierte Induktivitäten erfolgen (Überspannungsbeherrschung, exakte Steuerung der Durchbruchsdauer).
— Es ergibt sich ein wesentlich verringerter vorgelagerter Steuerungsaufwand.
— Auf Grund der hohen Spitzenstrombelastbarkeit und der relativ unproblematischen Parallelschaltbarkeit niedersperrender Leistungs-MOSFET ergeben sich höhere mögliche Abschaltgateströme bzw. eine geringere Transistorauslastung (Zuverlässigkeit).

Für die Ansteuerung größerer GTOs (z.B. ab 600 A maximal abschaltbarem Strom) kann auf den Einsatz von MOSFET im Ausschaltkreis praktisch nicht mehr verzichtet werden. Ebenfalls denkbar sind Lösungen mit einem schnellen Thyristor anstelle VT_2.

Schaltung c) zeigt eine weitere Schaltungsvariante [13]. Das Einschalten des GTO VT_1 erfolgt mit dem Aufsteuern von VT_3 durch den über C_1/R_3 bzw. R_2 fließenden Gatestrom I_{FG}. Gleichzeitig wird über VT_4 und R_7 der Kondensator C_3 aufgeladen. Zum Ausschalten werden VT_3 und VT_4 gesperrt , VT_2 wird für die Dauer der Ausschaltzeit durchgesteuert.

Die während des Ausschaltvorgangs am Gate des GTO anstehende Spannung

$$-U_{GK} = U_{RG} + U_{C3} \approx U_{RG} + (-U_{FG})$$

darf die stationäre Spannung U_{RG} überschreiten, da ein zeitlich begrenzter Durchbruch der Gate-Katodensperrschicht zulässig ist.

Bei geeigneter Dimensionierung von C_3 sind hohe Ausräumströme erreichbar. Nach Ausschalten von VT_2 (stationärer Sperrzustand) ist das Gate über R_8 mit U_{RG} verbunden.

Zur Senkung des Ansteuerleistungsbedarfs kann bei durchgeschaltetem GTO und Anodenströmen oberhalb des Einraststroms eine zeitweilige Abschaltung des positiven Steuerstroms erfolgen. Entsprechende Schaltungsvorschläge sind in [14] enthalten.

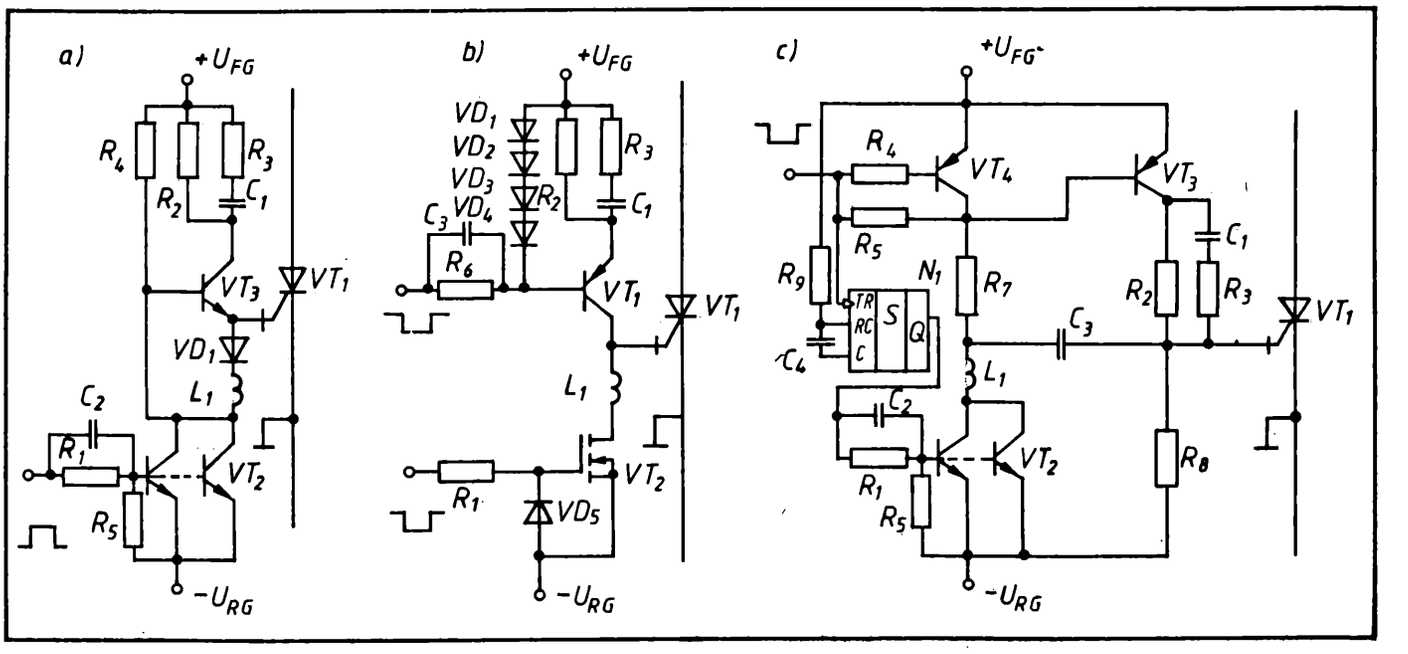
- Ausführungsbeispiel einer Ansteuerschaltung

Bild 14 zeigt eine erprobte Ansteuerschaltung, die für GTOs mit 90 A maximal abschaltbaren Strom konzipiert wurde und für den Wechselrichtereinsatz geeignet ist [15].

Zur Potentialtrennung der Steuersignale dient ein Manifer-Ringkernübertrager, der gegenüber Optokopplern aufgrund geringerer Koppelkapazität $\mathrm{d}u/\mathrm{d}t$-unempfindlicher ist.

Die sekundärseitig entstehenden Nadelimpulse werden mit einem als Komparator beschaltetem Timerschaltkreises B 555 (N_1) zu Rechteckimpulsen geformt. Durch das nachgeschaltete *RC*-Glied (R_6, C_3) kann eine für Wechselrichterbetrieb notwendige Einschaltverzögerung zur Verhinderung von Zweigkurzschlüssen eingestellt werden.

Das Ausgangssignal von N_2 wird über ein ODER-Glied (VD_2, R_{14}/VD_3, R_{15}) mit dem Ausgangssignal eines weiteren B 555 (N_3) verknüpft.



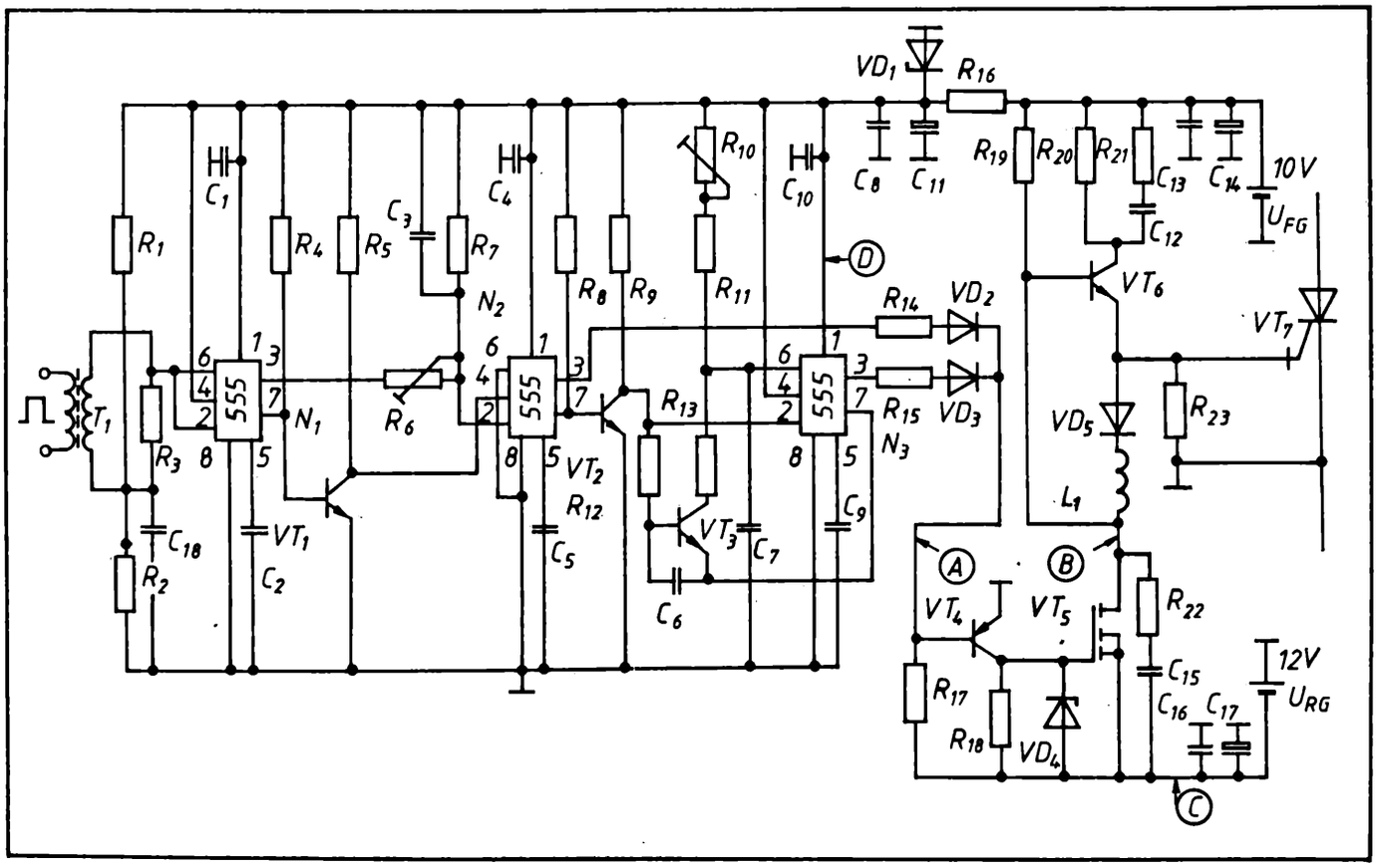


Bild 14. Erprobte Ansteuerschaltung für 90-A-GTOs

N_3 dient zur Realisierung der für die GTO-Funktion notwendigen und über R_{10} einstellbaren Mindesteinschaltdauer. Ist an den Ausgängen von N_2 und N_3 ein Low-Signal vorhanden, wird der Transistor VT_4 durchgesteuert und damit das Gate des anzusteuernden GTO über den Ausschaltkreis (VT_5) mit der negativen Steuerspannung verbunden.

Der Ausschaltkreis besteht aus einem 50-V-Leistungs-MOSFET BUZ 11 (Siemens), der einen Impulsstrom von 120 A führen kann. Wird in Folge des Durchsteuerns einer der beiden B 555-Ausgänge (N_2, N_3) der Transistor VT_4 ausgeschaltet, kann über den Widerstand R_{21} ein Strom in die Basis-Emitter-Diode des Darlingtontransistors VT_6 fließen. Mit dessen Durchsteuern fließt durch den Widerstand R_{20} begrenzter Gatestrom (600 mA), der infolge des kapazitiven Nebenschlusses zu R_{20} durch R_{21} und C_{12} während des Einschaltvorganges für etwa 4 µs dynamisch auf etwa 4 A überhöht ist.

Sind für den Ausschaltkreis keine Leistungs-MOSFET verfügbar, kann in diesem Leistungsbereich notfalls auf parallelgeschaltete Bipolartransistoren in möglichst symmetrischer Anordnung zurück-

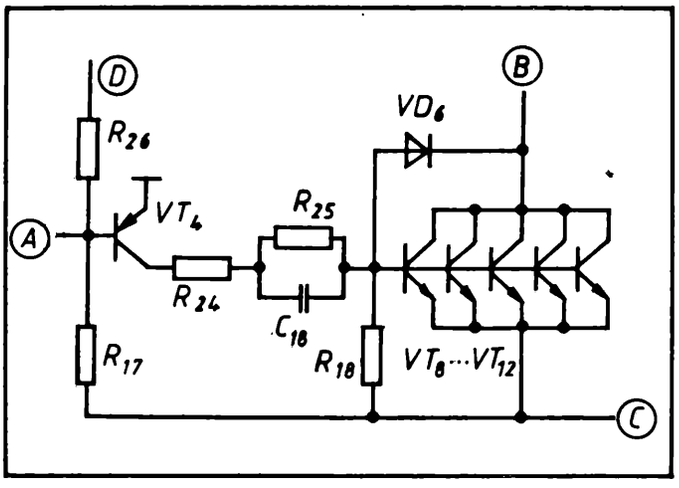


Bild 15. Modifikation der Ansteuerschaltung nach Bild 13 für den Einsatz bipolarer Transistoren im Ausschaltkreis

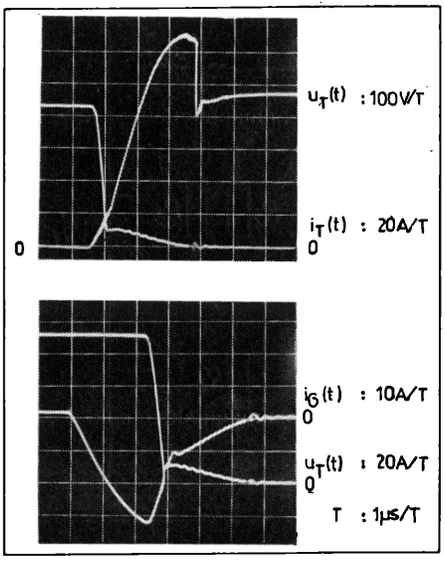


Bild 16. Strom- und Spannungsverläufe beim Ausschalten eines GTO GG 90 R(AEG) von $I_{TQRM} = 90$ A bei $U_0 = 500$ V

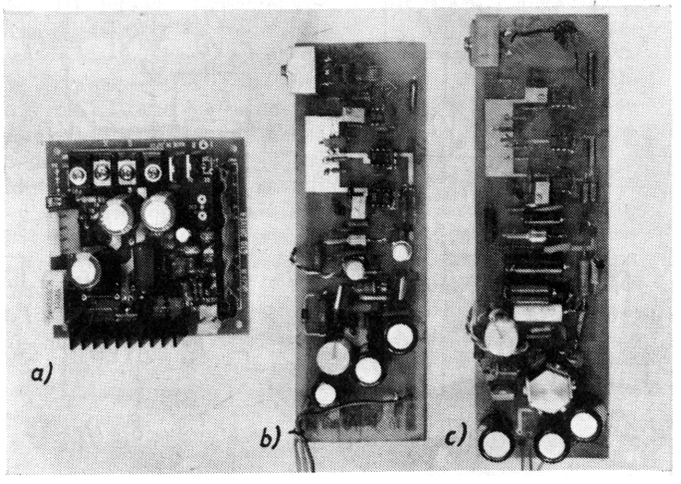


Bild 17. Ansteuermoduln für GTO-Thyristoren
a) Ansteuermodul der Firma International Rectifier für den GTO 160PFT [17];
b) Ansteuermodul nach Bild 13;
c) Ansteuermodul nach Bild 14

Motorspezifisches Modell und Parameter des Elektronikmotors und deren Identifikation

E. Bunzel; D. Schwerdfeger; Dresden

Herrn Prof. em. Dr. sc. techn. *Karl Vogt*

1. Spezifik des Elektronikmotors

Elektronikmotoren (bürstenlose Gleichstrommaschinen) werden insbesondere als Servoantriebe eingesetzt. Servoantriebe sind über ein leistungselektronisches Stellglied betriebene geregelte elektrische Maschinen, die speziell für den Einsatz in schnellen Positionierantrieben vorgesehen sind. Sie zeichnen sich durch ihre guten dynamischen Eigenschaften, die Gleichförmigkeit der Drehbewegung, einen großen Drehzahlstellbereich und eine exakte Positionierfähigkeit aus [1]. Die Eigenschaften des Elektronikmotors werden durch das Zusammenwirken des Transistorpulswechselrichters („elektronischer Kommutator"), des Polradlagegebers, des mit Dauermagneten erregten Synchronmotors (dSM) und der Regelung erzielt. Der Wechselrichter des Elektronikmotors wird feldorientiert gesteuert. Die Feldorientierung (des Statorstroms) erfolgt über einen Polradlagegeber. Es handelt sich demnach um eine Orientierung am Polradfeld bzw. am Polrad selbst. Eine Berechnung der Flußverkettung, des Winkels zwischen dem Ständer- und Feldkoordinatensystem sowie der feldorientierten Komponenten des Ständerstroms und deren Regelung entfällt. Die elektronische Kommutierung ermöglicht, eine beliebige räumliche Lage des $\underrightarrow{i_s}^R$ Ständerstrombelags (oder des Ständerstroms $\underrightarrow{i_s}^R$) zum Erregerfeld (bzw. zur Flußverkettung $\underrightarrow{\psi_{af}}^R$, g komplexer Augenblickswert im Rotorkoordinatensystem allg.) einzustellen. Das heißt, der Elektronikmotor kann so betrieben werden, daß der Ständerstrom lediglich eine momentenbildende Komponente, also eine Querkomponente (i_q) hat.

Das mittlere Moment des Elektronikmotors berechnet sich dann aus

$$M_e = \frac{m}{2}\,\frac{p_z}{\omega_n}\,\hat{U}_p\,\hat{i}_1 . \tag{1}$$

Wird die Längskomponente des Ständerstroms (i_d) — d.h. die feldbildende Ständerstromkomponente — in das Regelungskonzept des Antriebs einbezogen, ermöglicht die Feldschwächung über i_d eine Erweiterung des Betriebsbereichs des Elektronikmotors.

Dr. sc. techn. *Eckehard Bunzel* ist wissenschaftlicher Oberassistent und Dipl.-Ing. *Detlef Schwerdfeger* wissenschaftlicher Assistent an der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden.

2. Mathematisches Modell, motorspezifische Parameter und Kenngrößen

Die bei der Analyse des stationären Betriebsverhaltens zu erkennenden guten dynamischen Eigenschaften des Elektronikmotors resultieren aus dem Wirkprinzip der Synchronmaschine. Ein durch massive Magnetkreisabschnitte und Konstruktionselemente gebildetes natürliches Dämpfersystem und ein Dämpferkäfig haben keinen Einfluß auf das Grundschwingungssystem. Das ändert sich jedoch im nichtstationären Betrieb; es treten infolge der Wirkung des Dämpfersystems Verhältnisse auf, die mit denen in einer Asynchronmaschine vergleichbar sind [1]. Umrichtergespeiste Synchronmaschinen haben damit im allgemeinen auch nur dann die dynamischen Eigenschaften von Gleichstrom-Stellmotoren, wenn die feldorientierte Regelung einschließlich der Störgrößenaufschaltung [2] unter Einbeziehung des vollständigen Maschinenmodells realisiert wird.

Eine Alternativlösung ist der Elektronikmotor mit einer dauermagneterregten, vollständig geblechten, ohne Dämpferkäfig und mit einer rückwirkungsfreien Dauermagnetanordnung ausgeführten Synchronmaschine. Eine rückwirkungsfreie Magnetanordnung erhält man bei Einsatz von Dauermagnetmaterial mit einem hohen spezifischen elektrischen Widerstand (Hartferrite $\varrho \geqq 10^{10}\,\mu\Omega\mathrm{m}$) oder mit unterteilten Dauermagneten. Dabei muß die Abmessung des von Magnetfeld durchsetzten Dauermagnet-Volumenelements zumindest in einer, jedoch nicht beliebigen Ausdehnung kleiner als die Eindringtiefe sein (eine entsprechende Unterteilung der Magnete in axialer Richtung führt immer zum gewünschten Effekt)[1]). Bei dieser Motorausführung hat der Verlauf des magnetischen Feldes im stationären und nichtstationären Betrieb praktisch keine qualitativen Unterschiede. Zur Simulation von allgemeinen Betriebszuständen ist ein mathematisches Modell ohne Läuferwicklung in der q-Achse und mit einer Ersatz-Erregerwicklung in der d-Achse ausreichend. Mit der Ersatz-Erregerwicklung soll die Wirkung der Dauermagnetanordnung simuliert werden. Zu diesem Zweck wird sie von einer Stromquelle mit einem konstanten Strom gespeist:

$$i_f = \Theta_{eC} = \text{const}, \tag{2}$$

$$\Theta_{eC} = -\,{}_BH'_C\,l_M .$$

l_M Magnetabmessung in Magnetisierungsrichtung,

${}_BH'_C$ Feldstärkewert aus der linearisierten Entmagnetisierungs- oder permanenten Zustandskennlinie bei $B_M = 0$.

Die Windungszahl der äquivalenten Erregerwicklung ist in diesem Fall $w_f = 2p_z$ (p_z Polpaarzahl).

Das Gleichungssystem mit d-q-0-Komponenten lautet dann bei einer dreisträngigen Ankerwicklung:

[1]) Die hochenergetischen Magnetmaterialien haben relativ geringe spezifische elektrische Widerstände [SmCo: $\varrho \approx 0{,}5\,\mu\Omega\mathrm{m}$; NdFeB: $\varrho \approx 1{,}5\,\mu\Omega\mathrm{m}$ (Cu: $\varrho \approx 0{,}02\,\mu\Omega\mathrm{m}$!)]. Dementsprechend treten bei diesen Magnetmaterialien Eindringtiefen $\delta_e = (1/(\pi f \varkappa \mu))^{-1/2}$ auf, die bei der Dimensionierung der Magnetanordnung zu beachten sind. Bei 150 Hz betragen sie z. B.: SmCo: $\delta_e \approx 30$ mm; NdFeB: $\delta_e \approx 50$ mm.

---

gegriffen werden. Beim Einsatz von Darlingtontransistoren KT 829 ($VT_8 \cdots VT_{12}$) aus sowjetischer Fertigung notwendige Schaltungsmodifikationen sind im Bild 15 dargestellt. Zusätzlich werden die Bauelemente VD_6, C_{18} und $R_{24} \cdots R_{26}$ erforderlich; C_{15} und R_{22} im Bild 14 entfallen.

Bild 16 zeigt die Gate- und Anodenstromverläufe beim Ausschalten eines GTO GG 90 R (AEG) am gleichgerichteten 380-V-Netz bei ohmsch-induktiver Last und 90 A Abschaltstrom mit der Schaltung nach Bild 14.

Während des dargestellten Ausschaltvorgangs werden folgende Parameter erreicht:

$$di_{RG}/dt = 17\ \mathrm{A}/\mu\mathrm{s}$$

$$t_{fq} = 0{,}5\ \mu\mathrm{s}$$

$$t_{tq} = 2{,}3\ \mu\mathrm{s}.$$

Der Gateabschaltstrom I_{TQ} beträgt 32 A, was einer Abschaltverstärkung von etwa 2,8 entspricht. Es tritt ein Schweifstrom $I_t = 10$ A auf.

In entsprechenden Untersuchungen wurde die Eignung der Schaltungen nach den Bildern 14 und 15 auch für GTOs T3 123—200 (200 A maximaler Abschaltstrom) aus der Produktion des Halbleiterwerkes Tallinn nachgewiesen [16].

Bild 17 zeigt Ansteuerbausteine entsprechend den Bildern 14 und 15 sowie ein von International Rectifier für GTOs der Typenreihe 160 PFT angebotenes Ansteuermodul [17].

(Wird fortgesetzt)

Literatur

[11] VALVO: Thyristoren, Triacs, Triggerelemente. Datenbuch 1983

[12] AEG: Abschaltthyristoren – richtig angesteuert. Technische Mitteilung 14 (1986)

[13] *Nicolai, U.; Schmiady, G.; Strubell, T.:* Ansteuerschaltung für abschaltbare Thyristoren. DDR-WP HO2M 3078665

[14] *Honda, A.:* Optimierte Ansteuerschaltungen für GTO-Thyristoren. Elektronik 20 (1984) 20, S. 111–115; 21, S. 91–96

[15] *Nicolai, U.; Schmiady, G.; Gäbler, S.:* Ansteuerschaltung für GTO-Thyristoren. DDR-WP HO2M 307867-3

[16] *Nicolai, U.; Gäbler, S.:* Untersuchungen am GTO-Thyristor T3 123–200. Technischer Bericht BAL 4/87 TU Dresden, Sektion Elektrotechnik 1987

[17] International Rectifier: Gate Turn-Off Thyristors. Selection Guide E 10 158 (1984)

[18] International Rectifier: 160PFT-A-Series 600 and 700 A I_{TG2} Gate Turn-Off Hockey Puk SCRS. Data sheet PD-3.064B, 1984

EA 5972

$$u_d = R_a\, i_d + \dot{\psi}_d - p_z\, \Omega_r\, \psi_q\,,$$
$$u_q = R_a\, i_q + \dot{\psi}_q + p_z\, \Omega_r\, \psi_d\,,$$
$$u_0 = R_a\, i_0 + \dot{\psi}_0\,. \tag{3}$$

$$\psi_d = L_d\, i_d + L_{af}\, \Theta_{eC} = L_d\, i_d + \frac{1}{\omega_n}\, \hat{u}_p = \frac{\hat{u}_p}{\omega_n}\left(1 + \frac{L_d}{L_{af}} \cdot \frac{i_d}{\Theta_{eC}}\right)$$
$$\psi_q = L_q\, i_q \tag{4}$$

$$p_z\, \frac{3}{2}\, (\psi_d\, i_q - \psi_q\, i_d) + m_A = J\, \dot{\Omega}_r; \tag{5}$$

ω_n Nennkreisfrequenz, Ω_r Winkelgeschwindigkeit des Läufers,
Ω_0 Winkelgeschwindigkeit des Drehfeldes.

Die Flußverkettungsgleichung der Erregeranordnung ist nur zur Berechnung des Magnetflusses Φ_M erforderlich (z.B. zur Kontrolle der magnetischen Stabilität):

$$\psi_f = 2\, p_z\, \Phi_M = \frac{3}{2}\, L_{af}\, i_d + L_f\, \Theta_{eC}. \tag{6}$$

Die elektromagnetischen Parameter dieses Maschinenmodells sind:
L_d, L_q synchrone Induktivitäten,
L_{af} Gegeninduktivität,
L_f Selbstinduktivität der Ersatzerregerwicklung,
R_a ohmscher Widerstand eines Stranges,
$\hat{u}_p$ Polradspannung (bei Nennfrequenz),
Θ_{eC} äquivalente Erregerdurchflutung.

Neben dem mathematischen Modell zur Simulation allgemeiner Betriebszustände sind Modelle zur Beschreibung des Verhaltens der dSM gegenüber den Oberschwingungen in den Strangspannungen von Bedeutung.
Die Harmonischen können in zwei Gruppen eingeordnet werden:

1. Harmonische geringer Ordnungszahl, die bei einer Pulsung des Wechselrichters mit einer konstanten Pulsbreite innerhalb einer Periode auftreten ($\mu = 5, 7, 11, 13, \ldots$)
2. Harmonische mit der Ordnungszahl $\mu = \frac{k f_p}{f_1}$;
   $k = 1, 2, \ldots$; f_p Pulsfrequenz, f_1 Frequenz der Grundschwingung.

Die Harmonischen der ersten Gruppe bilden i.allg. symmetrische Oberschwingungssysteme. Sie erregen in mehrsträngigen Maschinen Drehfelder mit Grundwellenpolteilung ($\gamma = 1$), die jedoch mit der Kreisfrequenz $\omega\mu_1 = \mu 2\pi f_1$ im Ständerkoordinatensystem umlaufen [3] [4]. Wird die dSM wie beschrieben ausgeführt, kann man voraussetzen, daß die Rückwirkung der Wirbelströme in den Elementen des magnetischen Kreises und das asynchrone Moment der Oberschwingungssysteme geringer Ordnungszahl zu vernachlässigen sind. Das Gleichungssystem des μ-ten Oberschwingungssystems reduziert sich damit auf die Spannungsgleichung für die Ankerwicklung:

$$\underline{U}_\mu = \left(R_a + \mathrm{j}\, \frac{1}{2}\, \mu\, \omega_1\, (L_d + L_q)\right) \underline{I}_\mu. \tag{7}$$

Bei Verwendung der hochenergetischen Dauermagnetmaterialien mit einem relativ geringen spezifischen elektrischen Widerstand und Abmessungen der Einzelmagnete, die eine merkliche Verdrängung der Felder der symmetrischen Oberschwingungssysteme und damit eine Rückwirkung der Wirbelströme in den Dauermagneten auf die Ständergrößen zulassen, macht sich eine Erweiterung des Oberschwingungsmodells erforderlich. Dieses Modell ist dann Bestandteil des mathematischen Modells der Oberschwingungssysteme, die von den Harmonischen der zweiten Gruppe gebildet werden. Diese Harmonischen bilden i.allg. ein unsymmetrisches Oberschwingungssystem, bestehend aus Mit-, Gegen- und Nullsystem [5]. Folgende Spannungsgleichungen lassen sich für diese Systeme angeben:

$$\underline{U}_{m\mu} = (R_{m\mu} + \mathrm{j}\, X_{m\mu})\, \underline{I}_{m\mu},$$
$$\underline{U}_{g\mu} = (R_{g\mu} + \mathrm{j}\, X_{g\mu})\, \underline{I}_{g\mu},$$
$$\underline{U}_{0\mu} = (R_a + \mathrm{j}\, X_{0\mu})\, \underline{I}_{0\mu}, \tag{8}$$

mit

$$R_{m\mu} = R_a - \frac{1}{2}\, \mu\, \omega_1\, \mathrm{Im}\, \{\underline{L}_d\, (\mathrm{j}\, \mu\, \omega_1) + \underline{L}_q\, (\mathrm{j}\, \mu\, \omega_1)\},$$
$$X_{m\mu} = \frac{1}{2}\, \mu\, \omega_1\, \mathrm{Re}\, \{\underline{L}_d\, (\mathrm{j}\, \mu\, \omega_1) + \underline{L}_q\, (\mathrm{j}\, \mu\, \omega_1)\},$$
$$R_{g\mu} = R_a - \frac{1}{2}\, (\mu + 1)\, \omega_1\, \mathrm{Im}\, \{\underline{L}_d\, (\mathrm{j}\, (\mu + 1)\, \omega_1) + \underline{L}_q\, (\mathrm{j}\, (\mu + 1)\, \omega_1)\},$$
$$X_{g\mu} = \frac{1}{2}\, (\mu + 1)\, \omega_1\, \mathrm{Re}\, \{\underline{L}_d\, (\mathrm{j}\, (\mu + 1)\, \omega_1) + \underline{L}_q\, (\mathrm{j}\, (\mu + 1)\, \omega_1)\},$$

$$X_{0\mu} = \mu\, \frac{\omega_1}{\omega_n}\, X_0\,. \tag{9}$$

$\underline{G}_{m\mu}$ Mitkomponente
$\underline{G}_{g\mu}$ Gegenkomponente des μ-ten Oberschwingungssystems
$\underline{G}_{0\mu}$ Nullkomponente

Das Modell wird wesentlich einfacher, wenn folgende Annahme getroffen werden kann[2]):

$$\underline{L}_d\, (\mathrm{j}\, \mu\, \omega_1) = \underline{L}_d\, (\mathrm{j}\, (\mu + 1)\, \omega_1) = L_d' \text{ bzw. } = L_d'' \text{ bzw. } = L_d''',$$
$$\underline{L}_q\, (\mathrm{j}\, \mu\, \omega_1) = \underline{L}_q\, (\mathrm{j}\, (\mu + 1)\, \omega_1) = L_q' \text{ bzw. } = L_q'' \text{ bzw. } = L_q'''. \tag{10}$$

Neben den beschriebenen Modellparametern, die zur Simulation des Betriebsverhaltens erforderlich sind, haben charakteristische Parameter und Kenngrößen ihre Bedeutung für eine überschlägige Einordnung und Einschätzung des Antriebs.
Wesentliche motorspezifische charakteristische Parameter und Kenngrößen sind die elektromechanische Zeitkonstante T_m, das Stillstandsdauerdrehmoment M_{d0}, die dynamische Grenzkennlinie bei sinusförmiger Speisung und das maximale Pulsationsdrehmoment $\hat{m}_p$ bei Leerlauf. Weitere charakteristische Kenngrößen, Kennlinien und Parameter des Servoantriebs sind nur im Zusammenspiel mit dem konkreten Umrichter signifikant (z.B. thermische Grenzkennlinien, Ungleichförmigkeitskoeffizient der Drehzahl K_H u.a.).
Die mechanische Zeitkonstante T_m ist als charakteristischer Parameter von Gleichstrom-Servomotoren bekannt. Er berechnet sich bekanntlich aus

$$T_m = (J\, R_a)/(C\, \Phi_B)^2 \tag{11}$$

und dient der Beschreibung von Vorgängen bei konstantem Fluß Φ_B und m_e—n- bzw. m_A—n-Kennlinien mit konstanten Anstiegen. Eine analoge analytische Behandlung führt beim Elektronikmotor über das Gleichungssystem im Laplace-Bereich:

$$u_q = R_a\, i_q + p\, L_1 \left(i_1 - \frac{i_q\,(0)}{p}\right) + (p_z\, \psi_d)\, \Omega_r\,, \tag{12}$$

$$m_a = -\frac{3}{2}\, p_z \left[\frac{\hat{u}_p}{\omega_n} + (L_d - L_q)\, i_d\right] i_q + J_p \left(\Omega_r - \frac{\Omega_r\,(0)}{p}\right) \tag{13}$$

(mit $\psi_d = L_d\, i_d + \hat{u}_p/\omega_n = \text{konstant}$; d.h., auch $i_d = \text{konstant}$) zu folgender Bestimmungsgleichung für die elektromechanische Zeitkonstante

$$T_m = \frac{(J\, R_a)}{\frac{3}{2}\, p_z^2 \left(\frac{\hat{u}_p}{\omega_n} + (L_d - L_1)\, i_d\right)^2}, \tag{14}$$

$\hat{u}_p = \text{konstant}$, $i_d = \text{konstant}$.

3. Methoden der experimentellen Bestimmung der motorspezifischen Modellparameter und charakteristischen Größen

Die zu bestimmenden motorspezifischen Modellparameter des beschriebenen Elektronikmotortyps bilden eine Untermenge der bekannten Synchronmaschinenparameter. Ihre experimentelle Ermittlung kann mit den in Tafel 1 angegebenen Versuchen 1, 2 und 5 erfolgen. Der Stoßkurzschlußversuch scheidet infolge der extrem kleinen subtransienten und transienten Zeitkonstanten zum Zweck der Parameterbestimmung aus. Ohne eine Zusatzerregerwicklung mit den Eigenschaften der die Wirkung der Magnetanordnung wiedergebenden Ersatzerregerwicklung ist eine Ermittlung der Leerlaufkennlinie

---

[2]) Das klassische Maschinenmodell der Synchronmaschine hat in der d-Achse zwei und in der q-Achse eine Ersatzläuferwicklung. Daraus resultieren die Bezeichnungen:
transient für die Parameter des flüchtigen Anteils (einfach gestrichene Größen),
subtransient für die Parameter des dem flüchtigen Anteil vorgelagerten flüchtigen Anteils (zweifach gestrichene Größen). Die Existenz der subtransienten Größen und Parameter wird der Wirkung eines Dämpfersystems im Läufer zugeschrieben. Daß in der klassischen Literatur die flüchtigen Anteile und die entsprechenden Parameter der q-Achse subtransient bezeichnet werden, ist darauf zurückzuführen, jedoch nicht logisch. Insbesondere unter Beachtung von in der Praxis der Simulationsrechnung eingeführten Modelle mit drei Ersatzwicklungen in jeder Achse [6] erscheint es folgerichtiger, die Bezeichnungen transient (einfach gestrichen), subtransient (zweifach gestrichen) und sub-subtransient (dreifach gestrichen) von der Anzahl der Ersatzwicklungen des Läufers abhängig zu machen (eine weitere Steigerung sollte bei der Einführung von Namen-Neuschöpfungen jedoch unterbleiben).

Versuch		Versuchsbedingungen	Meßmethoden	Ergebnisse
1. Leerlaufversuch (mit Meßleiter im Ständer)	Rotierender Läufer	$i_{a,b,c} = 0$, $n = \text{const}$	Effektivwertmessung digitale Meßwerterfassung	Polradspannung $\hat{u}_p$ und L_{af} (mit Θ_{eC}) $u_s(t)$, $u_{Meßl}(t) \longrightarrow$ Harmonische, Feldkurve bei Leerlauf, Feldfaktoren, Luftspaltschluß
2. Kurzschlußversuch		$u_{a,b,c} = 0$, $n = \text{const}$	Effektivwertmessung	Kurzschlußstrom I_k und $L_{d\infty}$ (mit $\hat{u}_{p\infty}$) bzw. $L_{af\infty}/L_{d\infty}$ mit Θ_{eC}
3. Belastungsversuch am Drehstromnetz		$U_s = \text{const}$ ($\hat{=}$ dem maximalen Effektivwert der Grundschwingung bei Wechselrichterbetrieb), $\varphi = 0$	Drehmomentmeßwelle Polradlagegeber	Dynamische Grenzkennlinie bei sinusförmiger Strangspannung
4. Auslaufversuch		Messung ohne Ständerblechpaket	digitale Meßwerterfassung	$n(t)$, I_m, J
5. Parametermessung	Ruhender Läufer	Schaltung der Ständerstränge: a + b ‖ c Läuferstellung: $\vartheta = 0$ - Messung in d-Achse $\vartheta = \pi/2$ - Messung in q-Achse	U-I-Messung	R_a
			Ausschaltvorgang (digitale Meßwerterfassung oder Vergleichsnetzwerk)	$i_s(t) \longrightarrow L_d, L_d', L_q, L_q'$
			Frequenzgangmessung	$1/L_d(j\omega_1), 1/L_q(j\omega_1) \longrightarrow$ $L_d, L_d', L_d'', L_d''', L_q, L_q', L_q'', L_q'''$
6. Erwärmungsversuch		Sternpunkt geöffnet, Stränge in Reihe, Gleichstromeinspeisung	U-I-Messung	I_{d0} und R_a für Nennübertemperatur (I_{d0} Stillstanddauerstrom)
7. Drehmoment- und Feldmessung		Schaltung der Stränge: a + b ‖ c Gleichstromeinspeisung: $\sqrt{2}I_d, \sqrt{2}I_{d0}, 0$	Drehmomentmeßwelle Lagegeber (Potentiometer) Aufzeichnungsgerät	$M = f(\alpha) \longrightarrow M_{max}$ $M_{d0} = M_{max}(I_d = I_{d0})$ - Stillstanddauerdrehmoment $M_{max} = f(i_q)$ $(i_q = \sqrt{2}I_d$ für $i_d = 0)$ $\hat{m}_p$ Pulsationsmoment durch Nutung Reibmoment
			Hallsonde	Feldkurve $= f(i_q)$

Tafel 1. Meßverfahren zur Bestimmung der motorspezifischen Modellparameter und charakteristischen Größen

$$U_1 = \omega_1 \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} L_{af} \Theta_{eC} = \frac{\omega_1}{\omega_n} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \hat{u}_p$$

mit $L_{af} = f(i_f)$ bzw. $\hat{u}_p = f(i_f)$

und der Selbstinduktivität L_f nicht möglich. Hier müssen zusätzliche Berechnungen [7] aushelfen. Ist der magnetische Kreis nicht gesättigt, bekommt man über den Leerlauf- und den Kurzschlußversuch direkt die ungesättigten Parameter $\hat{u}_{p\infty}$ und $L_{d\infty}$:

$$\hat{u}_{p\infty} = U_1 \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \frac{\omega_n}{\omega_1},$$

$$L_{d\infty} = \frac{\hat{u}_{p\infty}}{\sqrt{2}\, I_k}$$

und mit Θ_{eC} (bestimmbar aus den Entmagnetisierungs- und permanenten Zustandskennlinien) gemäß (4) $L_{af\infty}$ (mit $i_d = 0$). Die Ermittlung der Hauptinduktivität der Drehstromwicklung in der d-Achse L_{hd} ist i.allg. nur mit der berechneten Streuinduktivität $L_{a\sigma}$ aus L_d möglich ($L_{hd} = L_d - L_{a\sigma}$).

Ohne eine Zusatzerregerwicklung können im Stillstandsversuch zur Parameterbestimmung nur die Übergangsfunktionen des Ständerstroms aufgenommen werden. Das erfolgt vorzugsweise durch einen Ausschaltversuch bei einem zur eingespeisten Wicklung parallelgeschalteten Widerstand [8] [9] in der d- und der q-Achse. Der Parameteridentifikation ist für diese Messungen bestenfalls eine Zweiwicklungsanordnung (Ständerwicklung, Dämpfersystem) in beiden Achsen zugrunde legbar.

Aus den aufgenommenen Übergangsvorgängen läßt sich dann auswerten:

d-Achse: L_d, (T_{D0}, σ_{aD}),
q-Achse: L_q, (T_{Q0}, σ_{aQ}),

und weiterhin

$$L_d' = L_d \sigma_{aD}, \quad T_d' = T_{D0} \sigma_{aD}, \quad T_{d0}' = T_{D0},$$

$$L_q' = L_q \sigma_{aQ}, \quad T_q' = T_{Q0} \sigma_{aQ}, \quad T_{q0}' = T_{Q0}.$$

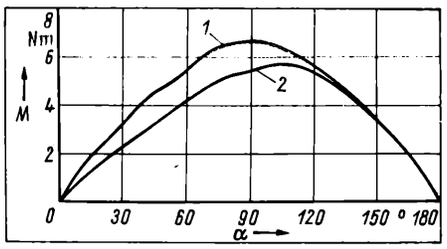


Bild 1. Stillstandsdrehmoment als Funktion des Winkels zwischen der d-Achse und dem Maximalwert der Ständerdurchflutung ($\hat{\Theta}_s = \text{const}$)
1 Motor mit am Luftspalt angeordneten Dauermagneten (Vollpolmaschine)
2 Motor mit Flußkonzentrationsläufer (Schenkelpolmaschine)

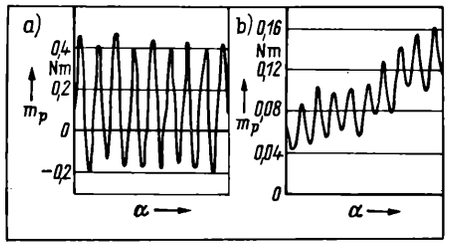


Bild 2. Pulsationsmomente bei stromloser Ständerwicklung
a) Ständer ungeschrägt $q = 3/2$
b) Ständer geschrägt $q = 3/2$

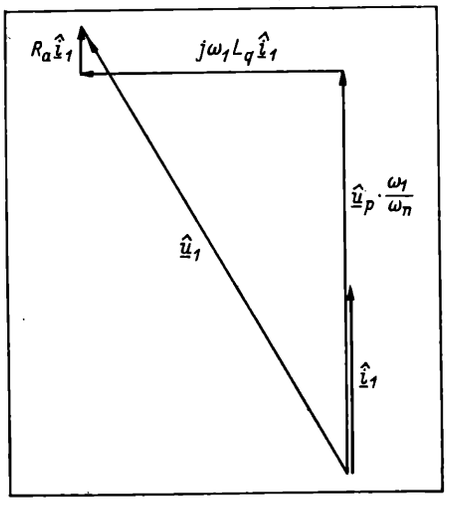


Bild 3. Zeigerbild der sinusförmigen Stranggrößen des Elektronikmotors für $i_d = 0$ zur Bestimmung des maximalen Drehmoments

$$\hat{u}_1 = \sqrt{\left(\frac{\omega_1}{\omega_n}\hat{u}_p + \hat{i}_1 R_a\right)^2 + (\omega_1 L_q \hat{i}_1)^2}$$

$$\frac{\omega_1}{\omega_n}\hat{u}_p = \omega_1 (W \hat{\xi}_1 \xi_{Schr}) \hat{\Phi}_1 \text{ (Versuch 1)}$$

$$\hat{\Phi}_1 = \frac{2}{\pi} r_p l_i \hat{B}_1 \text{ (Feldkurve, Verzuche 1 und 7),}$$

$$M(i_d = 0) = \frac{3}{2} p_z (W \hat{\xi}_1 \xi_{Schr}) \hat{\Phi}_1 = \hat{i}_1 = \frac{3}{2} p_z \frac{\hat{u}_p}{\omega_n} \hat{i}_1.$$

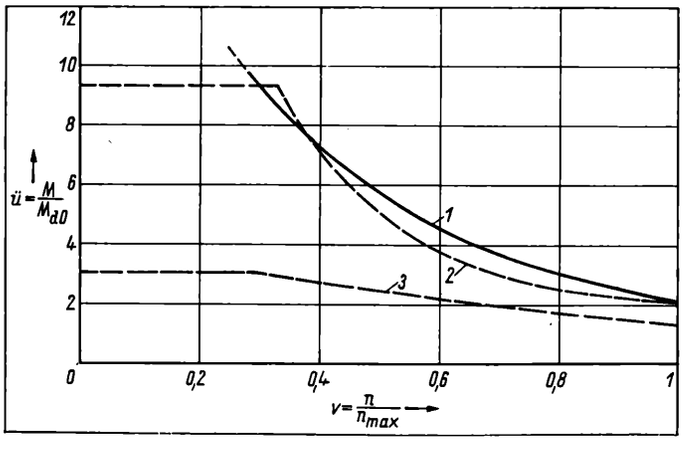


Bild 4. Grenzkennlinien
1 Dynamische Grenzkennlinie eines Elektronikmotors ($M_{d0} = 7{,}5$ Nm, $n_{max} = 4000$ U/min) für $\sqrt{3}\, U_1 = 220$ V
2 Dynamische Kommutierungsgrenzkennlinie
3 Grenzkennlinie für S2- und S3-Betrieb eines vergleichbaren Gleichstrom-Servomotors

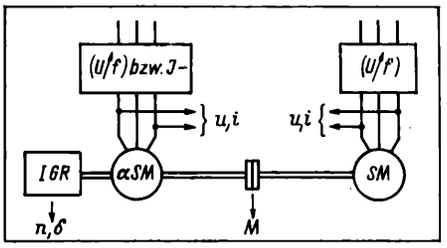


Bild 5. Prüfstand

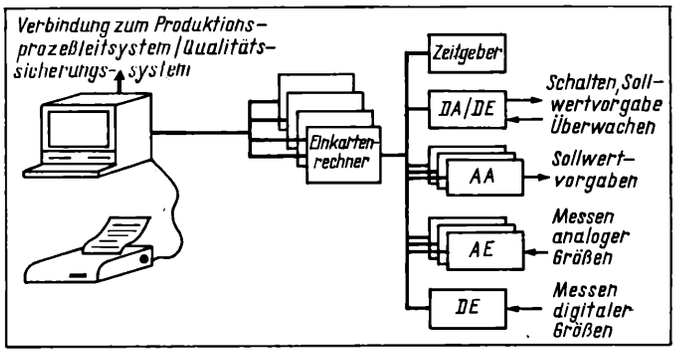


Bild 6. Hardware für die Steuerungs- und Meßtechnik

Neben den Meßverfahren zur Aufnahme von Übergangsfunktionen, deren Vorteil in der einfach zu realisierenden Speisequelle liegt, bietet sich insbesondere die Messung der Frequenzgänge $1/\underline{L}_d(j\omega_1)$ und $1/\underline{L}_d(j\omega_1)$ für die Identifikation der Parameter einer Synchronmaschine an. Die Modellparameter erhält man über eine Ausgleichsrechnung der durch die von der Modellvorstellung geprägten funktionellen Abhängigkeiten

$$\frac{1}{\underline{L}_{d(j\omega_1)}} = \frac{1}{L_d}\,\frac{(1+j\omega_1 T_{d0}')(1+j\omega_1 T_{d0}'')\cdots}{(1+j\omega_1 T_d')(1+j\omega_1 T_d'')\cdots}$$

$$\frac{1}{\underline{L}_{q(j\omega_1)}} = \frac{1}{L_q}\,\frac{(1+j\omega_1 T_{q0}')(1+j\omega_1 T_{q0}'')\cdots}{(1+j\omega_1 T_q')(1+j\omega_1 T_q'')\cdots}$$

an die experimentell ermittelten Frequenzgänge [6].
Über den Erwärmungsversuch zur Ermittlung des (zulässigen) Stillstandsdauerstroms I_{d0} (Versuch 6) ist das Stillstandsdauerdrehmoment $M_{d0} = M_{max}$ aus dem gemäß Versuch 7 (s. Tafel 1) gemessenen Verlauf $M = f(\alpha)$ (Bild 1) bestimmbar. Für Vollpolmaschinen (Luftspaltmagnetanordnung) liegt es bei $x \approx \pi/2$, hingegen bei Schenkelpolmaschinen (Flußkonzentrationsläufer) infolge des Reluktanzmoments[3]) bei $\alpha > \pi/2$ ($i_d \neq 0$!).
Bei stromloser Ständerwicklung liefert die Drehmomentmessung im Stillstand (der Läufer wird langsam in seiner Lage verändert) den durch die Nutzung bedingten pulsierenden Drehmomentanteil, der Einfluß auf die Rundlaufeigenschaften des Antriebs hat (Bild 2).
Über die Feldmessungen mit Meßleiter im Luftspalt [10] erhält man Ergebnisse, die zur Verifikation der üblichen Leerlaufmessungen beitragen (Versuch 1, Tafel 1), aber auch die Wirkung einer Schrägung der Ständernutung, einer vorteilhaften Wicklung und Sehnung manifestieren. Das wichtigste Ergebnis der Stillstandsmessungen bei Variation von i_q ist die Bestimmung des Bereichs der Proportionalität von M_{max} und i_q.
Die Feldmessung mit Hallsonde ist aufwendig — sie erfordert den Einsatz eines präparierten Lagerschildes.
Die Aufnahme der dynamischen Grenzkennlinie bei sinusförmiger Ständerspannung sowie $U_s = \text{const}$ und $i_d = 0$ (der Ständerstrom hat nur eine drehmomentbildende Komponente) erfordert die Lagefassung des Polrades und für jede durch die Belastungsmaschine vorgegebene Belastung die Realisierung eines Winkels von $\pi/2$ zwischen der d-Achse und dem Raumzeiger der Ständerdurchflutung. Die dynamische Grenzkennlinie liefert ohne Berücksichtigung des Reluktanzmoments für jede Drehzahl das maximal mögliche Drehmoment des Elektronikmotors unter der Annahme, daß der maximale Effektivwert der Grundschwingung der Wechselrichterspannung gleich der bei der Messung vorgegeben ist. Die Begrenzung des Drehmoments erfolgt durch die wirksame synchrone Querreaktanz des Elektronikmotors ($\omega_1 L_q$) (Bild 3). Bild 4 zeigt die dynamische Grenzkennlinie eines Elektronikmotors sowie die Grenzkennli ien eines vergleichbaren Gleichstrom-Servomotors. Das Bild macht deutlich, daß die dynamische Grenzkennlinie des Elektronikmotors einen ähnlich großen Bereich wie die dynamische Grenzkennlinie des Elektronikmotors einen ähnlich großen Bereich wie die dynamische Grenzkennlinie des Gleichstrom-Servomotors eingrenzt. Während die Betriebsdauer des Gleichstrom-Servomotors im Geltungsbereich der dynamischen Grenzkennlinie aus Kommutierungsgründen auf 100 bis 200 ms beschränkt ist, liegt die Betriebsdauer des Elektronikmotors in diesem Bereich wesentlich höher — sie wird lediglich durch die thermische Beanspruchung der Ständerwicklung beschränkt. Das maximal zulässige Drehmoment bei kurzzeitiger Beanspruchung resultiert aus der Bedingung für die Einhaltung einer reversiblen Entmagnetisierung der Dauermagnete.

[3]) Bei dauermagneterregten Synchronmaschinen mit Flußkonzentrationsläufer ist i.allg. $X_d < X_q$.

4. Prüfung des Elektronikmotors in der Endphase des Fertigungsprozesses

Die Prüfung des Erzeugnisses ist ein wesentlicher Bestandteil des Herstellungsprozesses. Im Zuge der immer weiter fortschreitenden Automatisierung des Produktionsprozesses kommt ihr eine wachsende Bedeutung zu. Es sind geschlossene Qualitätssicherungssysteme aufzubauen, die, beginnend mit der Wareneingangskontrolle, der Überwachung der einzelnen Produktionsschritte bis hin zur Endprüfung der Maschine eine stete Kontrolle garantieren und eine Beeinflussung des Produktionsprozesses ermöglichen.
Der Prüfprozeß muß insbesondere folgenden Anforderungen genügen:
— Senkung des Arbeitszeitaufwandes für die Prüfung
— weitgehende Eliminierung manueller Tätigkeiten
— Verkürzung des Prüfvorgangs bei Erhöhung der Aussagefähigkeit zum Prüfling.

Diesen Anforderungen kann man durch
— Nutzung eines rechnergestützten Prüfstandes und
— Anwendung effektiver Verfahren zur Parameterbestimmung gerecht werden.

Im Bild 5 ist die Konfiguration des Starkstromteils eines Prüfstandes angegeben, mit dem sich die „klassischen Prüfverfahren" durchführen lassen. Als Belastungsmaschine dient eine Synchronmaschine, die, wie der Prüfling, über eine frequenzvariable Spannungsquelle versorgt wird. Gegebenenfalls ist auch eine Anordnung als Gespann gleicher Prüflinge realisierbar. Ebenso ist die Konstantstromeinspeisung der Ankerströme möglich. Als Meßwertaufnehmer sind vorzusehen:
— Stromwandler
— Spannungsmesser
— Drehzahlmesser: IGR (Inkrementaler Geber)
— Polradlagegeber: IGR oder RDC (Resolver Digital Converter)
— Torsionsmeßwelle.

Alle Meßwertaufnehmer liefern potentialfreie Signale. Mit der vorgesehenen Anordnung lassen sich auch die in Tafel 1 angegebenen Messungen zur Parameterbestimmung durchführen.
Von besonderer Relevanz ist die Anwendung von Prüfverfahren, die den Verzicht auf eine Belastungsmaschine ermöglichen, da sie erstens ohnehin nur für einige wenige der durchzuführenden Prüfschritte benötigt wird und zweitens ihre Justierung und Kupplung an den Prüfling in den meisten Fällen einen wesentlichen Teil der Gesamtzeit des Prüfvorgangs bindet. Bei diesen Prüfschritten ist demnach eine Äquivalentbelastung zu realisieren. Damit vollzieht sich ein Wandel in der Gewinnung der zur Beurteilung notwendigen Meßdaten, die derzeit im wesentlichen in stationären, dann aber in zunehmendem Maße in quasistationären und dynamischen Betriebszuständen erfaßt werden.
Beispielsweise wäre für einen fremdgesteuerten Maschinensatz die Prüfung der Anwendbarkeit von Äquivalentlastspielen, wie sie bei Gleichstrommaschinen genutzt werden, interessant. Bei dem sich durch Beaufschlagung eines stationären Drehzahlsollwertes mit einer niederfrequenten Schwebung einstellenden Belastungszustandes wären dann aus dem sich einstellenden Polradwinkelverlauf Rückschlüsse auf den Momentenverlauf zu ziehen.
Diese Prüfverfahren basieren auf der Anwendung eines Modells (siehe Abschn. 2.), mit dessen Hilfe das Betriebsverhalten des Elektronikmotors in den jeweiligen Betriebszuständen beschrieben

wird. Durch Ausgleichsrechnung können die Parameter unter Nutzung der meßtechnisch ermittelten Verläufe der notwendigen Meßgrößen berechnet werden.
Der auffälligste Vorteil, der sich für die industrielle Anwendung abzeichnet, ist die starke Reduzierung der nötigen, in der Regel sehr teuren Starkstromtechnik und der Senkung des Platzbedarfs.
Bezüglich der Steuerungs- und Meßtechnik ist eine Konfiguration nach Bild 6 zweckmäßig. Ihre wesentlichen Bestandteile sind ein Leitrechner (z. B. 16-bit-PC) und die (auch dezentral aufstellbaren) Prüfplatzrechner. Die Verbindung zum Leitrechner erfolgt über serielle Datenleitungen, wobei Lichtwellenleitkabeln zur Verringerung der elektromagnetischen Störbeeinflussung eine wachsende Bedeutung zukommt.
Der Leitrechner übernimmt im wesentlichen organisatorische Aufgaben, wie die

— Kommunikation mit dem Produktionsprozeß/Leitsystem und Qualitätssicherungssystem
— Kommunikation mit den Prüfplatzrechnern
— Verarbeitung der Meßdaten
— Protokollierung und
— Archivierung.

Als Prüfplatzrechner werden Einplatinenrechner angewendet, die die Aufgaben der Prozeßführung und Meßwerterfassung lösen. Sie sind dazu mit Kanälen zur Eingabe/Ausgabe von digitalen (DE, DA) und Ausgabe von analogen Signalen (AA) ausgerüstet. Bezüglich der Meßwerterfassung gibt es zwei gangbare Wege, deren Anwendung im wesentlichen durch folgende Aspekte bestimmt wird:

— notwendige Abtastrate
— Anzahl der abzufragenden Kanäle
— Anzahl der zu erfassenden Meßwerte.

Sind Kanal- und Meßwertanzahl klein, so kann die Aufgabe in der Regel durch den Rechner selbst gelöst werden. Voraussetzung ist, daß die Programmlaufzeiten für die Kanalumschaltung, -abfrage und Meßwertspeicherung im Rahmen der geforderten Abtastrate liegen. Ist das nicht der Fall, so muß ein autonom arbeitendes Erfassungssystem eingesetzt werden, das durch den Rechner initialisiert und gestartet wird und sich nach erfolgtem Meßvorgang bei ihm zurückmeldet. Die Geschwindigkeit dieses, durch einen programmierbaren Zeitgeber getakteten Systems, wird fast ausschließlich durch die Umsetzzeit eingesetzter Analog-Digital-Umsetzer (ADU) begrenzt.
Bei der Festlegung der Prüfinhalte bzw. des Umfangs der Prüfungen ist, wie bei allen anderen elektrischen Maschinen, eine Differenzierung bezüglich Stück- und Typenprüfung erforderlich. Außerdem ist bei der Strukturierung des Prüfablaufs von Elektronikmotoren eine Teilung in Untersuchungen möglich, die ohne bzw. mit Wechselrichter durchgeführt werden können.

Literatur

[1] *Bunzel, E.; Raeck, E.:* Der Elektronikmotor – eine Variante des Drehfeld-Servoantriebs. Elektropraktiker, Berlin 41 (1987) 6, S. 182–185
[2] *Müller, G.:* Elektrische Maschinen – Betriebsverhalten elektrischer Maschinen. 1. Auflage Berlin: VEB Verlag Technik 1985
[3] *Bunzel, E.:* Beitrag zur Berechnung des stationären Betriebsverhaltens und zum Entwurf von Synchronstromrichteranlagen. Diss. A, TU Dresden 1974
[4] *Bunzel, E.:* Die Felderregerkurve und das Oberwellenverhalten von Ankerwicklungen beliebiger Phasenzahl bei nichtsinusförmigem Strangstrom und symmetrischem Betrieb. ELEKTRIE, Berlin 29 (1975) 9, S. 449–501
[5] *Bunzel, E.:* Felderregerkurve und Oberwellen von Drehstromwicklungen beliebiger Phasenzahl bei Erregung durch ein nichtsinusförmiges unsymmetrisches Mehrphasenstromsystem. ELEKTRIE, Berlin 30 (1976) 8, S. 438–440
[6] *Bunzel, E.; Oswald, B.:* Tendenzen in der mathematischen Behandlung nichtstationärer Betriebszustände von Synchronmaschinen. ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 6, S. 228–233
[7] *Bunzel, E.; Krüger, H.-T.:* Berechnung der elektromagnetischen Parameter magnetisch erregter Synchronmaschinen bei Einführung von Ersatzdämpferwicklungen. Wiss. Z. Tech. Universität Dresden 35 (1986) 5, S. 73–81
[8] *Neubert, W.; Müller, G.; Gruhn, G.; Tirschler, H.-D.:* Betriebserfahrungen mit einem System experimenteller Methoden zur Bestimmung der elektromagnetischen Parameter großer Synchronmaschinen. XIII. Int. Wiss. Kolloquium TH Ilmenau, 1968, Vortragsreihe Elektrische Maschinen
[9] *Bunzel, E.:* Verfahren zur experimentellen Bestimmung der elektromagnetischen Parameter von Synchronmaschinen mit ausgeprägten Polen und Dämpferkäfig aus Stromübergangsfunktionen. TU Dresden, 1969, FB 91
[10] *Bunzel, E.; Hauptmann, H.; Kunckel, K.-H.; Paulig, E.; Schubert, P.:* Ausgewählte Probleme bei Messungen an elektrischen Maschinen. ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 6, S. 227–230

EA 6034

Entwicklung regelbarer schnellaufender Drehstromantriebe großer Leistung

D. Zděnek, Prag

Zu den größten Beförderern von Erdgas in der Welt gehört die Tschechoslowakei. Das Transitsystem hat Turboverdichter, die von Gasturbinen mit einer Einheitsleistung von 6 MW angetrieben werden. Für die geplante Erweiterung um mehr als das Zweifache für die Beförderung nach Westeuropa soll ein weiterer Strang dieses Transitsystems mit wesentlich größeren Turboverdichtern ausgerüstet werden. Dafür entwickelte ČKD Prag einen regelbaren schnellaufenden 25-MW-Drehstromantrieb.
Für den Drehzahlbereich bis 3900 min^{-1} wurde ein zweipoliger (Turbo-)Stromrichter-Synchronmotor gewählt, der für große Leistungen und hohe Drehzahlen der aussichtsreichste regelbare Antrieb ist. Der Umrichter (Bild 1) besteht aus einem geregelten Gleichrichter, der über einen Gleichstrom-Zwischenkreis mit dem zwangskommutierten Wechselrichter verbunden ist. Der gewählte Antriebstyp hat hervorragende Regeleigenschaften. Er kann in allen vier Quadranten des Drehzahl-Drehmoment-Feldes arbeiten (Antriebs- und Bremsbetrieb, Unter- und Übersynchronbereich).
Gegenüber Antrieben mit konstanter Frequenz hat er zwei grundsätzliche Vorteile:

1. Es entfallen die Leistungsbeschränkungen, die durch den asynchronen Anlauf gegeben sind (Leistungsgrenze etwa 10 bis 15 MW).
2. Ebenso entfällt die Bindung der Betriebsdrehzahl an die Netzfrequenz (max. 3000 min^{-1} bei 50 Hz).

Weitere Vorteile ergeben sich bezüglich der Strom- und Drehmomentstöße beim Anlauf sowie beim Synchronisieren.

Für die Wahl der Umrichterschaltung sind vor allem die Eigenschaften der Leistungsthyristoren maßgebend. Besonderen Einfluß haben Sperrspannung, mittlerer Durchlaßstrom und Freiwerdezeit. Der Umrichter beeinflußt mit einem Anteil von 60% wesentlich den Preis des kompletten Antriebes. Motorspannung und Motorstrom müssen so gewählt werden, daß einschließlich notwendiger Spannungs- und Stromreserven die Thyristoren optimal ausgenutzt werden. Das führte zu einer von drei abweichenden Motorphasenzahl.

Dr.-Ing. *Dalibor Zděnek* ist Technischer Direktor des Werkes Elektrotechnika im Verband ČKD Prag o.p.

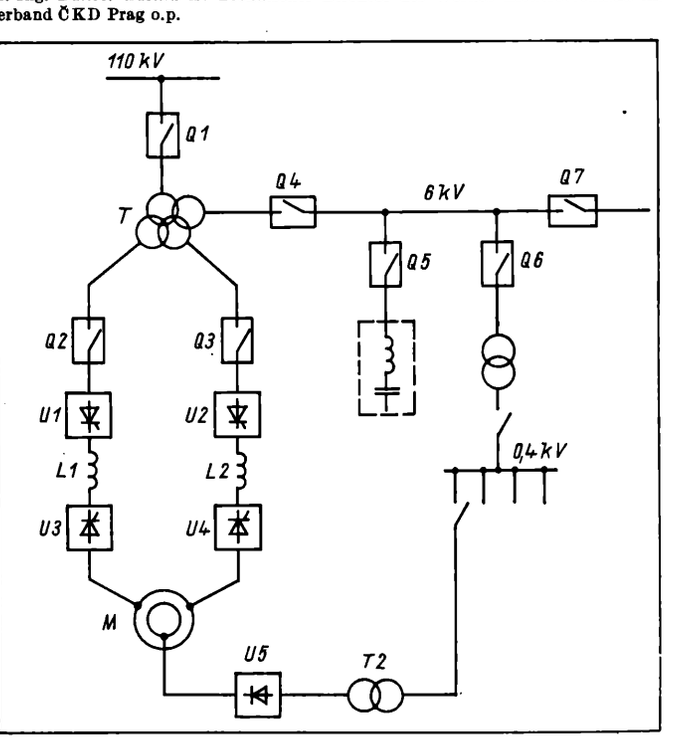


Bild 1. Funktionsschaltbild des geregelten 25-MW-Drehstromantriebes
T Transformator 40 MVA; U_1, U_2, U_3, U_4 Thyristorumrichter 36 MVA; $L_1 L_2$ Glättungsdrosseln; M Synchronmotor 25 MW; $T_2 U_5$ statisches Thyristorerregersystem des Synchronmotors; Q_3 Leistungsschalter der Blindstrom- und Oberwellenkompensationseinrichtung; Q_4 Leistungsschalter des Eigenverbrauchsnetzes des Blocks

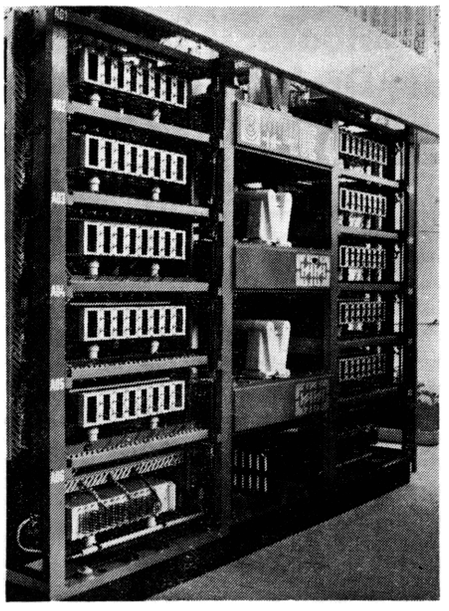


Bild 2. Teil des Thyristorumrichters 36 MVA, 10,5 kV mit optoelektronischer Steuerung

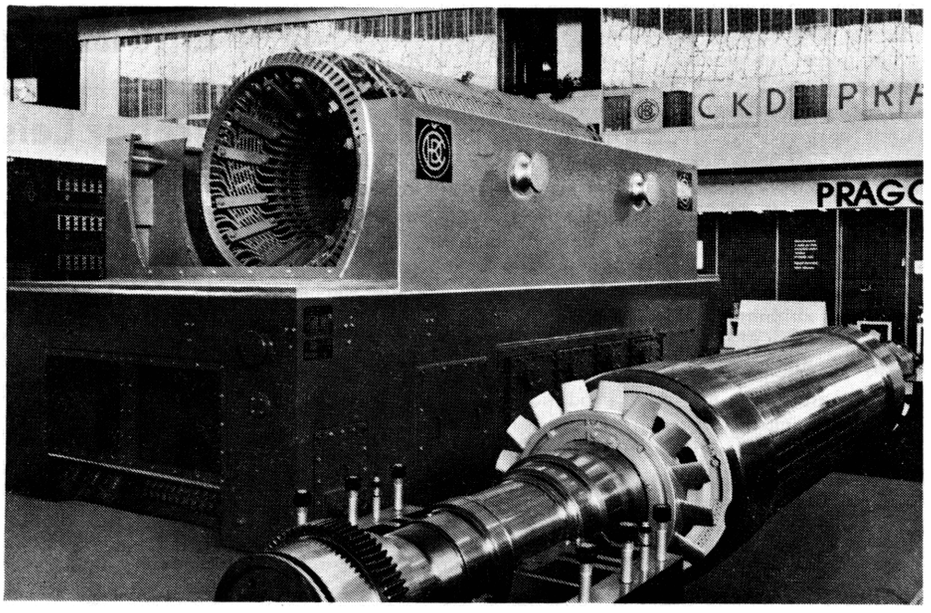


Bild 3. Stator und Rotor des Elektromotors 25 MW, 2600 bis 3900 min^{-1}

Wegen hoher Anforderungen an die Umrichter-Zuverlässigkeit ist Parallelschaltung von Thyristoren nicht zulässig. Deshalb wird der sechsphasige Synchronmotor von zwei 18-MVA-Umrichtern gespeist. Mittlerer Thyristor-Durchlaßstrom ist 1000 A. Mit 14 Thyristoren in Reihe ergibt sich bei einer Sperrspannung von 3 kV eine optimale Motorspannung von 10,5 kV.

Der Antrieb (Bild 1) besteht aus vier Hauptkomponenten:

1. Blocktransformator 40 MVA mit vier Wicklungen 110/10,5/10,5/6,3 kV.
Dabei dienen die Ausgänge 10,5 kV für die beiden Teilumrichter und 6,3 kV für die Blindstrom- und Oberwellenkompensationseinrichtung.

2. Thyristor-Umrichter 2× 18 MVA in Zwölfpulsschaltung, der die Eingangsgrößen 50 Hz, 10,5 kV in die Ausgangsgrößen 0 bis 65 Hz, 0 bis 10,5 kV wandelt.

3. Zweipoliger sechsphasiger Synchronmotor 25 MW mit Drehzahlregelung 2600 bis 3900 min^{-1}.

4. Blindstrom- und Oberwellenkompensationseinrichtung 12 MVAr 6,3 kV, die den Leistungsfaktor des Antriebes auf den durch die Norm vorgeschriebenen Wert erhöht und filtert. Die Einrichtung ist ungeregelt.

Der Umrichter (Bild 2) hat eine neue Konzeption. Die Teilumrichter, die von den beiden 10,5-kV-Sekundärwicklungen des Blocktransformators gespeist werden, haben je einen Gleichrichter, eine Glättungsdrossel im Gleichstromzwischenkreis und einen Wechselrichter. Der Umrichter ist mit ČKD-Thyristoren (3 kV, 1000 A) bestückt. Die Leistungsbauelemente wie auch andere aktive Teile des Umrichters sind ölgekühlt. Mit Rücksicht auf die hohe Spannung im Vergleich zu den bisher ausgeführten 1-kV-Gleichrichteranlagen wurde ein optoelektronisches Thyristorsteuerungssystem gewählt. Vorteile sind dabei genaue Impulsformung auf hohem Spannungspegel.

Auch der 25-MW-Motor (Bild 3) hat eine Reihe spezifischer Eigenschaften. Es handelt sich um einen zweipoligen Synchronmotor mit massivem Läufer, der für extreme mechanische Beanspruchungen ausgelegt ist. Die Folgen elektromagnetischer Zusatzverluste, die durch nichtsinusförmige Speisung entstehen, werden ausgeschlossen. Der Läufer hat dazu ein Dämpfungssystem, der Ständer eine feinere Teilung der Röbelstäbe und eine effektive Kühlung. Die durch die Umrichterspeisung im Motor entstehenden Momente werden durch die Sechsphasenschaltung reduziert. Die beiden dreiphasigen Systeme sind gegeneinander um 30°el versetzt.

Der Motor ist für direkte getriebelose Verbindung mit dem Verdichter konzipiert.

Der Wirkungsgrad erreicht Werte von 93% bei 2600 min^{-1} bis 94,8% bei 3700 min^{-1} (Bild 4a). Mit der ungeregelten Blindstromkompensation liegt der Leistungsfaktor zwischen 0,97 bis 1,0. Der Anteil höherer Harmonischer in der 110-kV-Netzspannung (Bild 4b) beträgt 0,92% (ohne Kompensation etwa 2,6%). Beim Gasturbinenantrieb ändert sich der Wirkungsgrad in Abhängigkeit von der

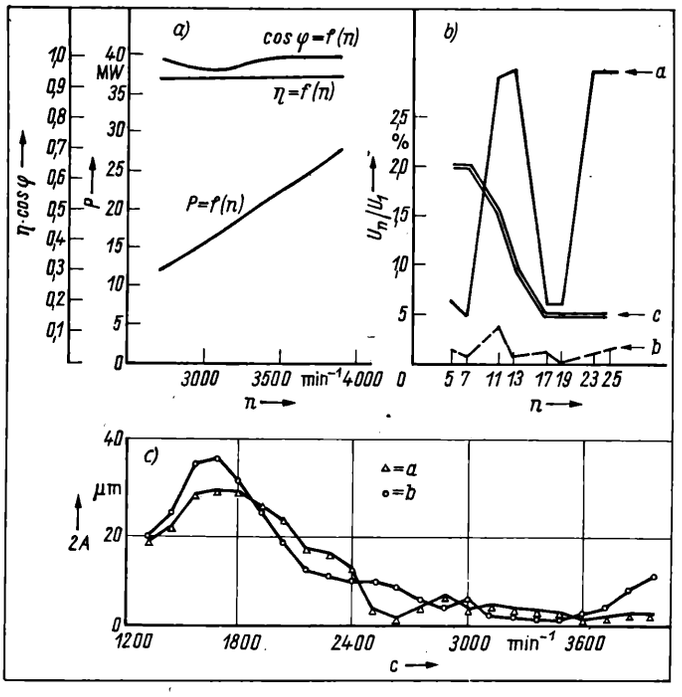


Bild 4. Gemessene Werte des geregelten 25-MW-Drehstromantriebes
a) Abhängigkeit von Leistung, Wirkungsgrad und Leistungsfaktor von der Drehzahl
b) Gehalt an Oberwellen im Speisenetz 110 kV mit 1800 MVA Kurzschlußleistung bei Betrieb zweier 25-MW-Sätze
a ohne Filter; b mit Filter; nach ČSN
c) Größe der Lagerschwingungen in Abhängigkeit von der Drehzahl
a Lager auf der Kupplungsseite; b Lager auf der Schleifringseite

Kavitationswirkung an den Schaufeln. Beim Elektroantrieb ist er dagegen über die Zeit unverändert. Die Lebensdauer ist drei- bis fünfmal höher als bei der Gasturbine. Bei der Turbine müssen nach 30000 bis 40000 Betriebsstunden die Rotorschaufeln ausgetauscht werden. Weitere Unterschiede bestehen in höherer Regeldynamik, erweiterter Automatisierungsfähigkeit, niedrigeren Betriebskosten und niedrigeren Ansprüchen an Bedienung und Wartung.

Durch sehr anspruchsvolle komplexe Langzeitprüfungen mit dem 25-MW-Umrichterantrieb im Herstellerwerk wurden die projektierten Parameter völlig bestätigt. Es werden 27 MW bei 3900 min^{-1} im Dauerbetrieb erreicht. Die Leistung sinkt mit Rücksicht auf die Eigenbelüftung mit dem Quadrat der Drehzahl (Bild 4a). Der Drehzahlregelbereich im Dauerbetrieb reicht von 300 bis 3900 min^{-1} mit Ausnahme des Bereiches 1600 bis 1900 min^{-1}, in dem die erste kritische Läuferdrehzahl liegt. Die Schwingungsmeßwerte der Motorlager (Bild 4c) beweisen die ausgezeichneten mechanischen Eigenschaften.

Entwurf und Realisierung von Prozeßsteuerungen

J. Krause, Berlin

Die Entwicklung im Bereich mikroelektronischer Bauelemente verläuft weiterhin ungebrochen, gekennzeichnet durch kurze Zeiträume zwischen der Entdeckung neuer Wirkprinzipien, ihrer technischen Verwirklichung und wirtschaftlichen Nutzung [1]. Sie muß — ebenfalls angestoßen durch neue Forderungen an Produktqualität sowie Fertigungsanlagen — zwangsläufig auch zu deutlichen Veränderungen im Gebiet der Prozeßsteuerungen (bzw. der gesamten Automatisierungstechnik) führen [2] [3]. Der Marktanteil speicherprogrammierbarer Einrichtungen (SPS) wächst infolge ihrer kostengünstigen Ausführung zuungunsten der verbindungsprogrammierten Technik (VPS), obwohl beide Prinzipien bei Prozeßsteuerungen nicht zuletzt zur Wahrung der Kontinuität gegenüber dem Bestehenden künftig ihre Einsatzgebiete finden.

Um die Innovationskraft der neuen Generation von Steuerungen voll wirksam werden zu lassen, sind ausgehend von der bewährten konventionellen Technik ebenfalls für SPS praktikable Instrumente zu ihrer Handhabung, also für Entwurf, Programmierung, Fertigung, Montage, Inbetriebnahme, Wartung und Service, bereitzustellen.

Das wird erschwert durch

- die zunehmende Kompliziertheit
- veränderte Tätigkeitsmerkmale und Arbeitsmittel
- die allgemeine Tendenz zur Rationalisierung der Ingenieurtätigkeit, da eine Verschiebung der Kostenanteile bei der Lieferung von Erzeugnissen zugunsten des Umfangs an Ingenieur-Service-Leistungen zu beobachten ist
- bestimmte kommerzielle Aspekte (wie kürzere Lieferfristen, Kostendruck, Erfüllen unterschiedlicher Standards, Bestimmungen und Gesetze der verschiedensten Lieferländer, internationale Arbeitsteilung)
- die steigenden technischen Anforderungen bei erhöhter Komplexität der Anlage
- kürzere Innovationszyklen auch im Bereich der Produkte für den Industrieeinsatz.

Im Gesamtprozeß der technischen bzw. technologischen Vorbereitung für den stabilen Dauerbetrieb von Prozeßsteuerungen ergeben sich Schwerpunktaufgaben, die sich aus dem allseitig bestehenden volkswirtschaftlichen Zwang zum Erhöhen der Arbeitsproduktivität und sich insbesondere aus der bereits erwähnten Rationalisierung der Tätigkeit des Ingenieurs ableiten lassen, also sowohl für VPS als auch für SPS zu lösen sind.

Dazu gehören

- Bereitstellen geeigneter Arbeitsmittel zur Problemanalyse und zum projektierungsfreundlichen Formalisieren der Aufgabenstellung
- Effektivieren des Projektierungsprozesses durch Anwenden projektierungsfreundlicher Strukturen und einfach handhabbarer Projektierungshilfsmittel (Rechnerunterstützung mit Dialogbetrieb)
- Senken des Fertigungs- und Montageaufwands durch Nutzen typisierter, d.h. konfektionierter Einrichtungen (bzw. Einrichtungsteile) mit hohem Wiederholgrad bei prüfgerechtem Aufbau (Reduzieren des Anteils individuell angefertigter „maßgeschneiderter" Ausrüstungen bei gleichzeitiger Zunahme der Berücksichtigung spezieller Kundenwünsche), durch Anwenden effizienter Anschluß- und Verbindungstechniken sowie begünstigt von der Modularität durch das Einführen einer bedienarmen, automatisierten Produktionstechnik
- kultivierte zeit- und kostensenkende Montage-, Inbetriebnahme- und Wartungsprozeduren
- rationelles Bereitstellen übersichtlicher Dokumentationsunterlagen (auch zur Verbesserung der Verständigung zwischen Hersteller und Betreiber) bei minimiertem problemspezifischen Anteil
- Realisieren eines durchgängigen Datenrückmeldesystems, um im Rahmen einer alle Komponenten einbeziehenden Qualitätssicherung die gewonnenen Erfahrungen zielgerichtet verarbeiten zu können.

Auch diesen Forderungen nach der Automatisierung technischer Tätigkeiten kommen Systeme mit hochintegrierten mikroelektronischen Bauelementen, insbesondere Mikroprozessoren und programmierbaren Speichern, entgegen.

Dem Vorzug einer projektunabhängigen Hardwarefertigung bei speicherprogrammierbaren Steuerungen steht der Zwang nach einer der herkömmlichen Gerätefertigung adäquaten „Softwareproduktion" gegenüber, um das explosionsartige Ansteigen der Softwareaufwendungen im Vergleich zu sinkendem Hardwareanteil überhaupt zu beherrschen und diesen Produktionszweig nach Kosten- und Zeitbedarf kalkulierbar zu machen. Nur über den Weg geeigneter Software-Produktionsmittel — der systematischen Anwendung von Konzepten und Methoden des Software-Engineerings gepaart mit einer nun ausgeprägten profunden Kenntnis der Technologie der zu automatisierenden Anlagen — lassen sich wirtschaftlich fehlerfreie, pflegeleichte Programme bzw. Programmsysteme herstellen und die Unsicherheiten in der Planung beseitigen.

Somit spiegelt sich besonders auf dem Gebiet der technischen Vorbereitung — zwangsläufig initiiert durch das Vordringen des Mikrorechners als Kernstück zunehmenden Automatisierungsgrades — der gegenwärtige Übergang vom „Werkzeug zum Denkzeug" wider, der für ressourcenarme und dichtbesiedelte Länder von eminenter Wichtigkeit ist [4]. Der Begriff „Denkzeug" steht dabei synonym für alle rechnergestützten Arbeitsmittel zum Ausführen der verschiedensten Ingenieurtätigkeiten überhaupt, ihre Einführung stellt gewissermaßen eine conditio sine qua non mit schlüsseltechnologischem Rang dar. Schließlich bedeutet dieser Wandel auch einen unerläßlichen Schritt in Richtung Erhalt oder Erreichen der „kritischen Produktionsmasse", nach [6] als das Mindestproduktionsvolumen definiert, das eine notwendige Vorbedingung für die internationale Wettbewerbsfähigkeit darstellt.

Gegenstand der folgenden Ausführungen ist der Gesamtvorgang der technischen und technologischen Vorbereitung einer Prozeßsteuerungs-(Automatisierungs-)Anlage bis zur Übergabe an den Nutzer. Dieser Vorgang, der hier allerdings von zur Verfügung stehenden Komponenten ausgeht, also die Phase der Entwicklung bewußt ausklammert, stellt insgesamt einen wissenschaftlich-technischen Arbeitsprozeß dar, der grob in

- Entwurfsphase (mit dem dazugehörigen Vorfeld) zum Erstellen der Dokumentation (einschließlich aller Fertigungsunterlagen) und
- Realisierungsphase der vorliegenden Unterlagen (Bau und Inbetriebsetzung)

untergliedert werden kann. Ist die erste Etappe dominierend kreativ, so hat die zweite Stufe vor allem eine ausgeprägt rezeptive Komponente, ihr schöpferischer Anteil bewegt sich in erster Linie im Bereich von Organisation (Zeitplanung) und Qualität. Dehnt man im Interesse des Gesamtüberblicks den Betrachtungshorizont aus, weil Prozeßsteuerungen immer wesentliche Bestandteile von Investitionsvorhaben sind, ordnen sich die genannten Phasen selbstverständlich in den diesbezüglichen grundsätzlichen, vom Gesetzgeber vorgeschriebenen Ablauf [7] ein.

Honorardoz. Dr. sc. techn. *Joachim Krause*, Zentrum für Forschung und Technologie im VEB Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin

---

Die ersten drei dieser Antriebe wurden 1987 in der Tschechoslowakei in der ersten Kompressorstation mit 25-MW-Aggregaten in Kapusany eingesetzt. Weitere 20 wurden für Kunden in der ČSSR und der UdSSR geliefert. Durch die erfolgreiche Entwicklung wurde eine solide Basis für weitere Antriebe dieser Art geschaffen, besonders für Turbokompressor-Antriebe im Ferngassystem und Pumpenantriebe der Energiewirtschaft.

Die weitere Entwicklung ist besonders auf die Erhöhung der Drehzahl-Obergrenze und der Leistungsgrenze selbst gerichtet. Zur Zeit werden bei ČKD beispielsweise Antriebe für 16 MW im Regelbereich 3100 bis 5700 min^{-1} für 7,7 kV hergestellt. Für den 16-MW-Antrieb waren Rotorfestigkeitsprobleme zu lösen und Thyristoren kürzerer Ausschaltzeiten ($< 150\ \mu s$) zu entwickeln. Im Ergebnis höherer Strom- und Spannungsfestigkeit wurden eine Reduzierung des Umrichtervolumens und eine Schaltungsvereinfachung erreicht. Ebenfalls für eine Leistung von 16 MW befindet sich ein Hochspannungsumrichter mit optoelektronischer Steuerung und Luftkühlung im Bau. Es kommen bürstenlose Erregung und komplexe Mikroprozessorsteuerung zur Anwendung.

EA 6021

Tafel 1. Erläuterung der Eingangs- und Ausgangsgrößen (Vektoren) zum Bild 1

Größen (Vektoren)	Entstehung der Prozeßsteuerung (Entwurfssystem)	entstehende Prozeßsteuerung (Steuereinrichtung)
E Steuer-/Eingangsgrößen	feste Steuergrößen	Hauptsteuergrößen: Signale
	variable Steuergrößen	Nebensteuergrößen: Signale zur Parametrierung und/oder Adaption
A Ausgangsgrößen	Fertigungs-/Anwenderdokumentation bzw. Errichtung u. Inbetriebsetzung der Prozeßsteuerung	Signale
Z Störgrößen	überwiegend organisatorischer Natur (Störungen im Projektablauf, Änderung der AST u. ä.)	Einsatzbeanspruchungen – technologiebezogen – elektromagnetisch (Gebiet der EMC) – klimatisch (Umgebungsbedingungen)
N Nebenwirkungen	Erweiterung, Erfahrungsschatz, Ergänzung Datenbanken, Projektspeicher	Umweltbelastung
Q Güte-/Qualitätskriterien	Gebrauchswerte – Wertmaßstab der aktuellen Nutzung, Lebensdauer/Zuverlässigkeit mit Gewinn- (Herstellersicht) oder Kostencharakter (Anwendersicht)	Einhaltung vorgegebener techn. Kennwerte (Genauigkeit, Dynamik, Störsicherheit u. ä.)
zu optimierende Zielfunktionen	$\mathbf{Q} \neq \mathbf{F}(\mathbf{E}, \mathbf{Z})$	$\mathbf{A} = \mathbf{F}(\mathbf{E}, \mathbf{Q}, \mathbf{Z})$ beabsichtigte Funktion $\mathbf{A} = \mathbf{F}(\mathbf{E})$

Tafel 2. Größenübersicht zum Entwurfssystem (Beispiele)

a) Steuer-/Eingangsvektor *E*; b) Gütevektor *Q*

a) Feste Steuergrößen	Variable Steuergrößen
– physische bzw. physikalische Eingangs-/Ausgangsgrößen – Netzanschlußbedingungen – Einsatzbedingungen – Zuverlässigkeit/Verfügbarkeit – Qualifikation der Mitarbeiter – technologische Leistungsfähigkeit zur Realisierung – räumliche Bedingungen (Rahmen) – Sicherheitstechnik/GAB-Anforderungen – Vorschriften	– Gerätetechnik – Interface zur internen Datenübertragung – räumliche und/oder funktionelle Zentralisierung/Dezentralisierung – Kooperationsmöglichkeiten – Qualitätssicherung/Prüftechnologie – Informationen – methodische und mathematische Hilfsmittel

b)	mit Gewinncharakter	Gütegrößen mit Kostencharakter
Herstellersicht	– Preis – reale Terminplanung – Nutzbarkeit vorhandener (Teil-)lösungen (Wiederholprojekte) – Unabhängigkeit von Zulieferungen – Referenz	– Kosten/Aufwand – Zusatzentwicklungen – Qualifikationserfordernisse (zur Bearbeitung) – Dokumentationsaufwendungen (Fremdsprachigkeit) – Garantiebedingungen
Anwendersicht	– Übereinstimmung mit der Aufgabenstellung – Wirkungsgrad – Funktionsfähigkeit/-sicherheit – Qualität/Zuverlässigkeit/Verfügbarkeit/Lebensdauer – Serviceleistungen des Herstellers – Verständlichkeit der Dokumentation – Ergebnis des Probelaufs	– Preis – Termintreue – Anforderung an Qualifikation und Aufwand für Bedienung und Wartung/Reparatur

Tafel 3. Anwendungsgebiete und wesentliche Merkmale von in die industrielle Praxis eingeführten Beschreibungsmitteln

Beschreibungsmöglichkeiten				Anwendbarkeitskriterien											
Lfd. Nr.	Form	Mittel	beschreibbare Steuerungen (Vorzugsanwendungen)	Problemorientierung	Darstellung von Verzweigungen, Parallelabläufen, Sammlungen	Dekomponierbarkeit (Auflösungsvermögen)	Realisierungsfreundlichkeit	SPS-Eignung	Verarbeitungsmöglichkeit (Eignung für Rechnerstützung)	Dokumentationseignung (Identitätsgrad)	Kombinationsfähigkeit	Kontrolle des Informationsflusses	Codierungs-/Darstellungsaufwand	Beschränkung bei umfangreichen Steuerungen	Bemerkungen
1	verbal	Umgangs-Fachsprache	alle Arten	–	–	–	–	–	–	–	–	–	hoch	ja	unvollkommen, mehrdeutig, bedingt als Grobaufgabenstellung geeignet
2	grafisch prozedural	PAP-Programmablaufplan	zeit- u. prozeßgeführte Ablaufsteuerungen; schnelle, auch zyklisch arbeitende Verknüpfungssteuerungen mit Arithmetikanteil, Digitalsteuerung	+	0	+	+	+	+	0	+	+	gering[1]) mittel	nein	[1]) für Programmlinien
3		PAG-Programmablaufgraph	entsprechend PAP, Arithmetikanteil bedingt	0	0	+	0	+	+	0	+	0	mittel	nein	
4	grafisch deskriptiv	PRAP-Prozeßablaufplan	zeit- und prozeßgeführte Ablaufsteuerungen (mit Arithmetikanteil)	++	+	+	+	+	+	+	+	0	mittel	nein	
5		STAP-Steuerungsablaufplan	prozeß- und (bedingt) zeitgeführte Ablaufsteuerungen	+	+	+	0	0	0	+	+	0	gering	nein	Mittel der Wahl im Vergleich zum PRAP, Nr. 4
6		Zustandsgraph (Steuergraph)	prozeßgeführte Ablaufsteuerungen, Verknüpfungs- und sequentielle Steuerungen, bedingt arithmetische Probleme	0	+	+	+	+[2])	+	0	+	+	gering	ja	[2]) besonders geeignet für EPROM-Realisierung von Verknüpfungssteuerungen sowie bei stark vermaschten Strukturen
7		Petri-Netz	entsprechend Zustandsgraph	0	+	+	+	+	+	0	0	+	gering	ja	
8	grafisch funktionell -hardwareorientiert	Logikplan	alle Arten	0	0	+	+	0	–	+	–	–	hoch	nein	

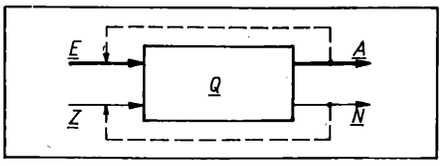


Bild 1. Gegenüberstellung Entwurfssystem — Steuereinrichtung (Grundmodell)

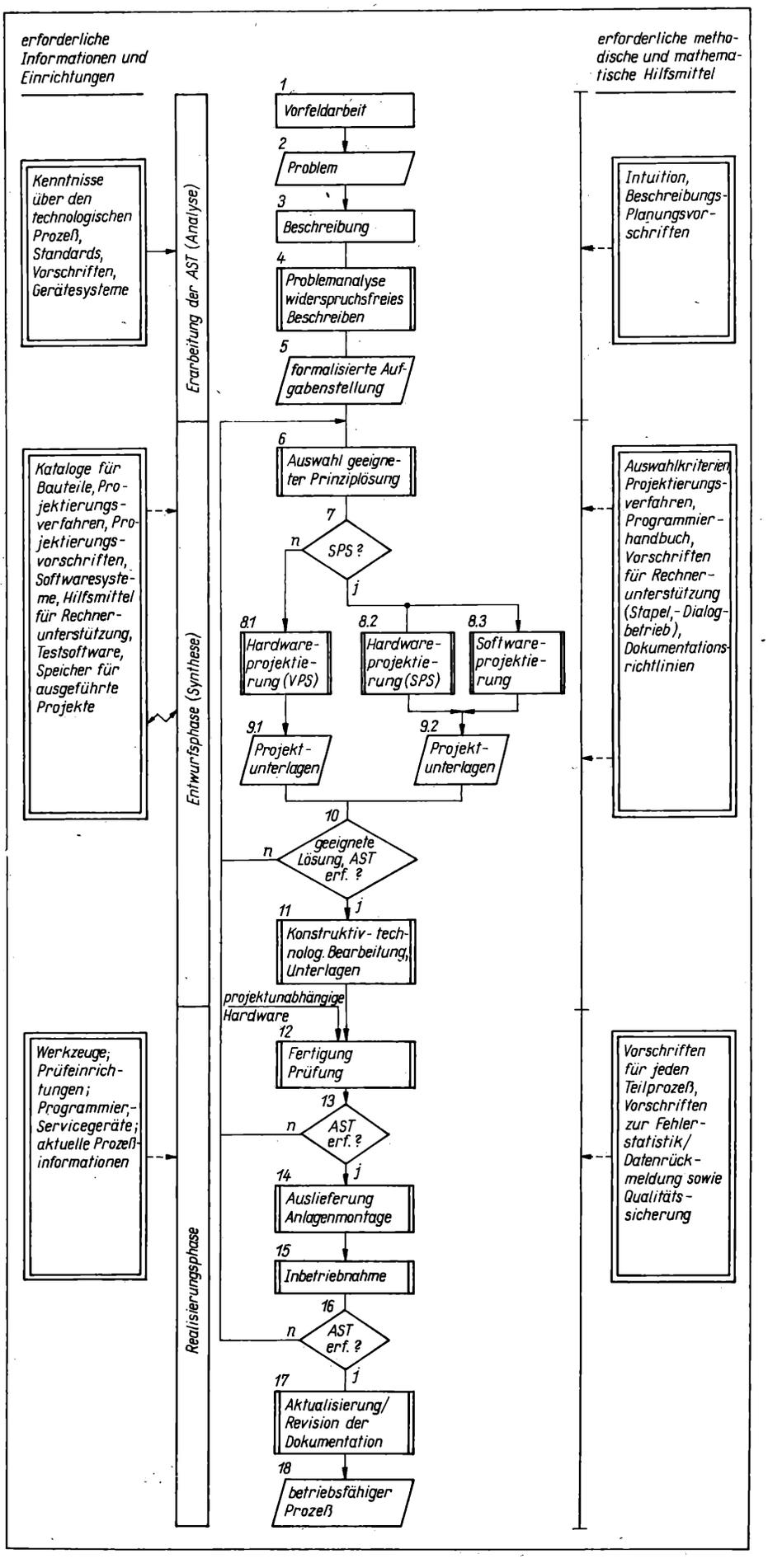


Bild 2. Entstehungsprozeß von Prozeßsteuerungen

1. Einsatzgebiete und Aufgabenumfang von Prozeßsteuerungen

Versteht man üblicherweise unter einem Prozeß den zeitlichen Ablauf von Vorgängen in einem (technischem) System, unter einem System mehr als die Summe seiner (selbstverständlich kompatiblen) Elemente, dann beeinflussen Prozeßsteuerungen zielgerichtet die Größen in einem solchen System, wobei diese Begriffswahl im Unterschied zu (Einzel-)Maschinensteuerungen vor allem an komplexe kontinuierliche Verfahren zum Erzeugen von Werkstoffen und Energie aus Rohstoffen (z.B. Walzwerkseinrichtungen, Zementanlagen, Kraftwerkssteuerungen) sowie an diskontinuierliche Stückgutprozesse gebunden ist.
Prozeßsteuerungen sind vorwiegend in eine hierarchisch strukturierte Automatisierungsanlage eingebunden. Sie übernehmen darin die Aufgaben in der Gruppen- und Einzelleitebene und steuern bzw. regeln überwiegend Gleichstrommotoren und ein- oder mehrphasige Wechselstrommaschinen, allgemein die den technologischen Prozeß unmittelbar beeinflussenden Einrichtungen. Zu ihrer Realisierung steht international eine Vielzahl gleichwertiger Gerätefamilien zur Verfügung, die sich dank ihrer die Mannigfaltigkeit harmonisierenden einheitlichen Grundstrukturen sowie ihrer ausgeprägten System- und Kommunikationsfähigkeit mühelos in solche komplexe Anlagen integrieren lassen. Hier bildet das Anlagensystem audatec mit seinen in den verschiedenen Bereichen einsetzbaren Hardware- und Softwarekomponenten den Bezugspunkt [8] [9] [10].

2. Entstehungsprozeß im Überblick

2.1. Grundsätzliche Einordnung als Optimierungsproblem

Sowohl bei der Erstellung (bzw. der Projektierung) einer Steuereinrichtung als auch bei der Anwendung des Ergebnisses im technologischen Prozeß sollen bestimmte, vorgegebene Eingangsgrößen nach einem festgelegten Algorithmus zu gewünschten Ausgangsgrößen (Reaktionen) unter Beachtung relevanter Nebenbedingungen verarbeitet werden. Insofern handelt es sich bei beiden Vorgängen um Informationen verarbeitende Prozesse, deren Zielfunktionen einem Optimum zuzuführen sind. Ausgehend von einem übereinstimmenden Grundmodell (Bild 1) enthält Tafel 1 die Entsprechungen der Ein-/Ausgangssignale von Entwurfssystem und Steuereinrichtung, die wegen ihrer Mehrdimensionalität zweckmäßig als Vektorgrößen behandelt werden.
Die Übersicht über die Steuer-/Eingangsgrößen $\underline{E}$ des Entwurfssystems (Tafel 2a) zeigt, daß dazu u.a. ausnahmslos alle physikalischen Ein-/Ausgangsvektoren der Steuereinrichtung gehören. Sie sind in geeigneter Weise beim Entwurf zu berücksichtigen bzw. zu verarbeiten, um den gewünschten Ausgangsvektor $\underline{A}$ unter Einhaltung vorgegebener Güte-/Qualitätskriterien Q zu erzielen. Damit liegt also eine typische Aufgabe der Polyoptimierung vor [11], deren Absicht darin besteht, solche Werte des Steuervektors $\underline{E}$ einzustellen bzw. vorzugeben, die es ermöglichen, daß alle Teilgrößen des Gütevektors Q optimale Werte annehmen.
Wie bereits in Tafel 1 zum Ausdruck gebracht, lassen sich die Güteattribute Q in zwei grundsätzliche Kategorien — nämlich in solche mit Gewinn- und solche mit Kostencharakter — gliedern, für die in Tafel 2b Beispiele angegeben sind. Strebt man beim Gewinncharakter immer Größtwerte an, so sollen diejenigen Werte der Kostenart ausnahmslos minimal werden.
Der erste Schritt der Durchführung der Polyoptimierungsaufgabe besteht nun darin, sich eine Übersicht für alle Bestwerte des Gütevektors Q zu verschaffen. Sie beschreibt die eigentlich effiziente Lösung des Entwurfsproblems, offenbart aber zugleich auch die Widersprüchlichkeit von Elementen/Teilmengen q_i und macht somit die Schwierigkeiten deutlich, die der determiniert routinemäßigen Behandlung solcher Aufgaben entgegenstehen:

— der sehr häufig nicht vorhandene analytische Zusammenhang zwischen Steuer- $\underline{E}$ und Gütevektor Q
— die Tatsache, daß der Wert eines bestimmten Elementes q_i vom Gütevektor Q durch verschiedene Kombinationen von Steuergrößen e_i (Elemente des Steuervektors $\underline{E}$) erzielbar ist
— der direkte oder indirekte Zielkonflikt bestimmter Güteattribute/-variablen.

Trotz dieser Situation ist die Entstehung einer Prozeßsteuerung weitgehend zu algorithmieren, um so eine prozedurale Strategie verfolgen zu können, die demzufolge grundsätzlich rechnerfreundlich, d.h. formalisierbar ist. Da selbst bei Verwendung leistungsfähiger Datenverarbeitungsanlagen eine durchgängig determinierte Behandlung des Gesamtvorgangs aus aktueller Sicht unmöglich erscheint, muß auf das Zerlegen in Teilaufgaben sowie auf eine Kompromißbildung orientiert werden.

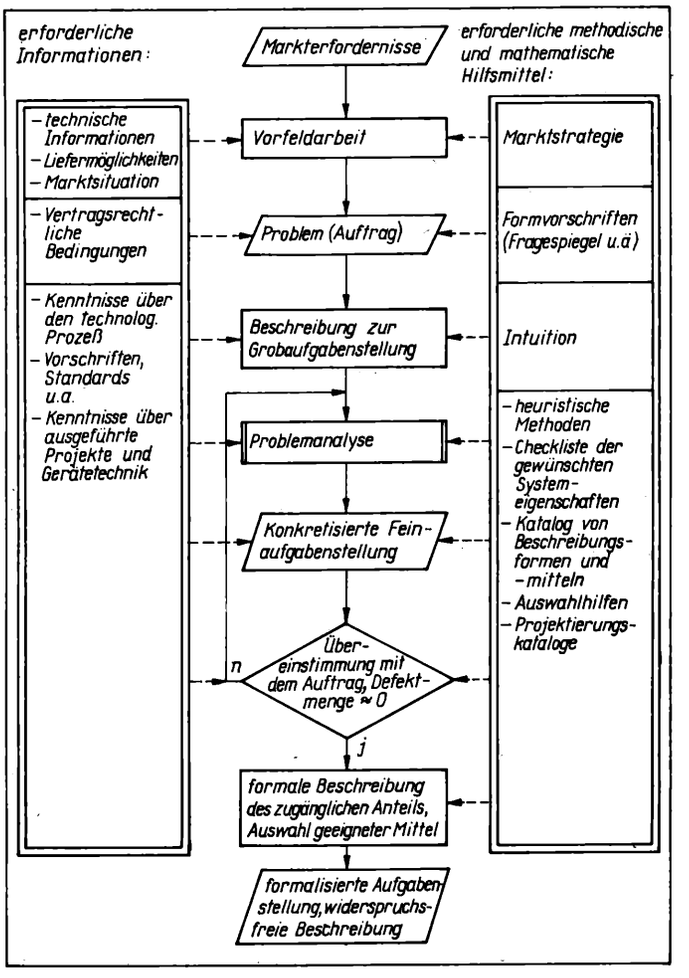


Bild 3. Erarbeiten der formalisierten Aufgabenstellung

Das „baumartige" Unterteilen in Teilaufgaben [12] sollte daher zur Sicherung des erwarteten und notwendigen Rationalisierungseffekts mindestens partiell den Rechnereinsatz zulassen, auf singuläre Lösungen zugunsten perspektivisch kopplungsfähiger Systemlösungen verzichten und interaktive grafische Displayarbeitsplätze zum Rückgrat der Realisierung machen. Allerdings ist der erwünschte Erfolg nur gesichert, wenn die Mittel des Computer Aided Engineering (CAE), also die Gesamtheit der dem Ingenieur für seine vielfältigen Arbeitsgebiete verfügbaren, aber verteilten Rechnerleistung, mit einer streng methodischen, ingenieurmäßigen Vorgehensweise verknüpft wird. Sie ist wirkungsvoll durch ein adäquates Instrumentarium (Werkzeuge) für Leitung, Kontrolle und Qualitätssicherung des Gesamtvorgangs zu unterstützen, das die On-Line-Auskunft über alle wichtigen Daten der (nicht mehr zerlegbaren) Teilaufgaben zum Ziel hat.

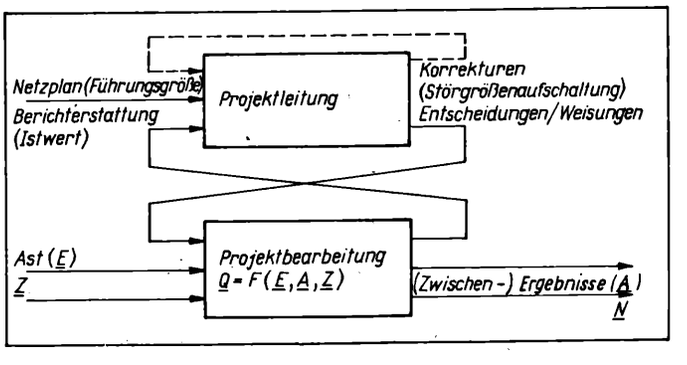


Bild 4. Gesamtprojektabwicklung

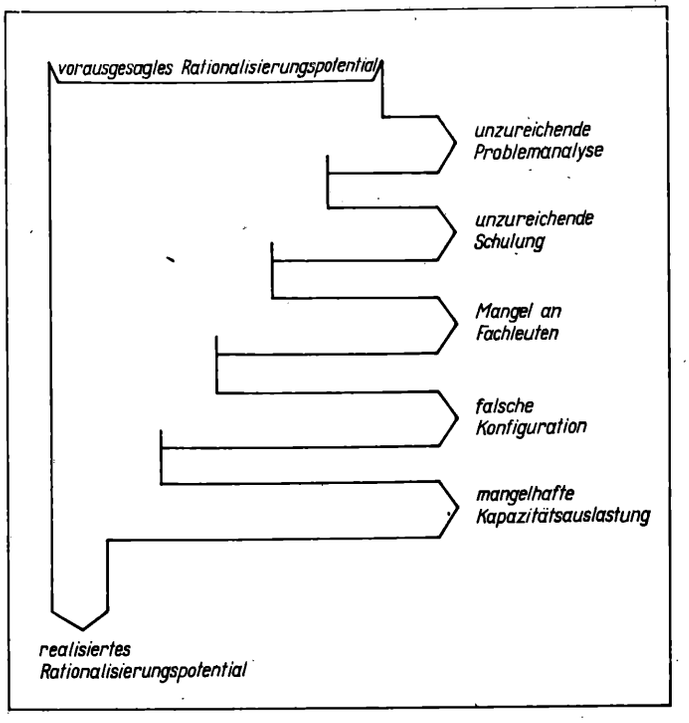


Bild 5. Erwarteter und eingetretener Erfolg bei rechnergestützten Rationalisierungsprojekten [5]

2.2. Entwurfsstrategie

Eine systematische Entwurfs- bzw. Projektierungsstrategie muß auf eine weitgehende Annäherung an das i. allg. allerdings noch unbekannte Optimum zielen, wobei sie sich am erprobten Vorbild der Güteproduktion orientieren wird. Folgende Grundzüge sind charakteristisch, sie reflektieren natürlich die erwähnten Schwerpunktaufgaben:

- Durchgängige Gestaltung des Projektierungsprozesses als Folge von möglichst rückwirkungsfreien Arbeitsschritten zur Produktion von Projekten (Dokumentation)
- Verwirklichung einer darauf zielgerichteten und weitgehend automatisierbaren Projektierungstechnologie (einschließlich ihrer leichten Erlernbarkeit)
- Einführen von der materiellen Produktion adäquaten Qualitätssicherungsmaßnahmen zum Erhöhen der Treffsicherheit der Projektunterlagen in bezug auf die tatsächlich objektive Aufgabenstellung und damit zum Reduzieren des Prüf- und Inbetriebnahmeaufwandes
- Gestalten der Programmerarbeitung als „Softwareproduktion" unter Nutzung geeigneter Produktionsmittel
- Beherrschen des hohen Dokumentationsumfangs
- leichte Änderungsmöglichkeiten auch im fortgeschrittenen Projektierungsstadium
- Verbesserung der Planbarkeit von Projektierungsleistungen
- Erhöhung des Anteils an projektinvarianter materieller Produktion
- Zuschnitt der Projektbearbeitung auf vorhandene Fertigungs- und Prüfeinrichtungen
- projektierungsgerechte Beschreibung aller Komponenten.

Nur solche Prinzipien ermöglichen überhaupt die vernünftige Einführung leistungsfähiger EDV-Gerätetechnik, die wiederum als einzige Alternative zur effektiven Beherrschung des Gesamtprozesses verbleibt. Außerdem sind sie Ausdruck einer ausgereiften Systemtechnik, die das Lösen unterschiedlicher Probleme mit einem einheitlichen Vorrat an Lösungsverfahren zuläßt, aus denen für den gesonderten Fall anhand von Kriterien auszuwählen ist (hoher Grad von Wiederholbarkeit).
Insgesamt muß also die Strategie einerseits der Produktionssteigerung und dem Überwinden von Kapazitätsengpässen dienen, andererseits trotz der anzubietenden Hilfsmittel eine vernünftige Symbiose zwischen physisch gespeicherter und subjektiver Erfahrung zulassen.

2.3. Gesamtablauf

Die Durchsetzung der beschriebenen Entwurfsstrategie zwingt zu einer weitgehenden Algorithmierung und damit Objektivierung des kompletten Prozeßablaufs. Zwei zum Teil divergierende Rahmenziele

- die Sicherung von Effektivität und Arbeitsproduktivität beim Produzenten sowie
- die Erfüllung von Aufgabenstellungen und Bedingungen des Kunden bzw. Betreibers

sind zu erreichen.
Der diskursive Gesamtablauf (Bild 2) zum Erreichen einer betriebsfähigen Prozeßsteuerung verdeutlicht die wesentlichen Etappen:

- die Erarbeitung der vollständigen widerspruchsfreien und zum Teil formalisierten Aufgabenstellung (Analyse)
- den eigentlichen Entwurfs- und Projektierungsprozeß (Synthese)
- die Realisierungsphase.

Bedingt durch neue Rationalisierungsmöglichkeiten und die Zunahme von Kompliziertheit sowie Komplexität der zu steuernden technologischen Prozesse erleben alle drei Bereiche gegenwärtig einen tiefgreifenden Umbruch, um die eingangs fixierten ökonomischen Zielstellungen erfüllen zu können. Bei der Bearbeitung der einzelnen Schritte ist, obwohl ein streng fortlaufender Prozeß vorliegt, in jede Phase die Überprüfung des Vorläufers auf Korrektheit in Form qualitätssichernder Kontrollaktivitäten einzubeziehen, so daß sich der Arbeitsablauf als ein mindestens teilweise iterativer Vorgang darstellt. Darüber hinaus sollten auch alle essentiellen Zwischenergebnisse einschließlich verworfener Varianten festgehalten werden. Die Rücksprünge nach den Vergleichen 10, 13, 16 zum Block 6 sind prinzipieller Natur und bleiben die Ausnahme, da Differenzen gegenüber der Aufgabenstellung i. allg. nur zu Detailkorrekturen und nicht zum Verlassen des Lösungsprinzips zwingen.

Das Erarbeiten der Aufgabenstellung kann durchaus zur schwierigsten Etappe in dem skizzierten Entstehungsprozeß werden. In ihr bilden sich die Konturen der künftigen Prozeßsteuerung, und die Qualität der Aufgabenstellung bestimmt unter Beachtung der die Erfüllbarkeit beeinflussenden objektiven Gegebenheiten im entscheidenen Maße das Gesamtergebnis. Im Verlauf dieses Arbeitsschrittes müssen bestehende terminologische Barrieren und sonstige Verständigungsschwierigkeiten zwischen Projektant und Betreiber abgebaut werden, wobei oft nur die Übereinstimmung bezüglich des Interesses an einem solchen System bei dem einen und des Wunsches nach seiner Lieferung durch den anderen die Einigungsbasis bildet. Verbindende Schnittstelle zwischen beiden Partnern ist demnach das Beschreibungsmittel. Mit seiner richtigen Wahl wird so entscheidend die Situation zum Besseren gewendet.
Neben der technischen Seite ist in diesem Zusammenhang auch die terminliche Realisierung (etwa in Form eines Netzplanes) zur Sicherung des vereinbarten Projektabschlusses (Übergabe an den Auftraggeber) festzuhalten.
In der zweiten Hauptetappe „Projektierung/Entwurf" entstehen die konkreten Strukturen. Ihre Systemeigenschaften müssen mit der Aufgabenstellung übereinstimmen bzw. sich ihr weitestgehend annähern. Der Fortgang der Arbeiten muß differenziert in Abhängigkeit von der Entscheidung zur eingesetzten Gerätetechnik erfolgen und besonders in dieser Stufe an geeigneten Stellen die bereits erwähnten Kontrollaktivitäten vorsehen, die die Sicherheit der Erfüllung der Aufgabenstellung erhöhen. Übergabeleistung für die sich anschließende Realisierungsphase ist die komplette Projekt- und Fertigungsdokumentation, die in allen Einzelheiten die Bedingungen der nachfolgenden Operationen (Fertigung, Prüfung, Montage, Inbetriebnahme, Betreiben mit Service und Wartung) zu berücksichtigen hat.
Um den Entstehungsprozeß, der sich in seiner Gesamtheit mit Bild 2 im Sinne von Abschn. 2.1. als ein informationsverarbeitender Vorgang bestätigt und perspektivisch durchaus als ein durchgängiges CAD-System ausgestaltet werden kann, dem optimalen Ergebnis zuzuführen, sind zusätzliche Informationen und Hilfsmittel (Eingangsgrößen) sowie bestimmte gerätetechnische Einrichtungen bereitzustellen [13].
Zu den erforderlichen Informationen und Einrichtungen gehören beispielsweise

- Kenntnisse über den technologischen Prozeß
- Standardvorschriften, Schutzrechte

— Liefer- und Leistungsbedingungen (auch für Zulieferungen)
— Bezeichnungssystematik
— Gerätesystembeschreibung
— Projektierungskataloge für Bauteile und Softwaresysteme (Programm- und Programmiersysteme, Sprachbeschreibungen u.ä.)
— Speicher bzw. Kenntnisse („Softwarelager") über ausgeführte Projekte, Programme u.ä.
— Hilfsmittel für rechnergestützte Hard- und Softwareprojektierung (z.B. Dialogarbeitsplätze für interaktive Aufgabenabarbeitung, Entwicklungssysteme, zugehörige EDVA) einschließlich zugehöriger Testsoftware
— Fertigungsmittel (Werkzeuge, konventionelle und rechnergestützte Prüfeinrichtungen)
— Inbetriebnahme- und Servicegeräte
— Expertensysteme.

An methodischen oder mathematischen Hilfsmitteln muß neben der weiterhin nicht zu unterschätzenden und mit der Erfahrung gepaarten Intuition folgendes vorhanden sein:

— Beschreibungsvorschriften zur problemnahen Notation
— Planungsvorschriften
— systematische Entwurfsverfahren
— Kriterien und Entscheidungshilfen zur Auswahl von Gerätesystemen und/oder Problemlösungen aus einem Angebot
— Katalogprojektierungsverfahren
— Vorschriften zur Anwendung der Rechnerunterstützung im Stapel- und/oder Dialogbetrieb
— Ausführungsrichtlinien für die Dokumentation
— Vorschriften für Prüfung, Montage/Inbetriebnahme und Erstellung von Revisionsunterlagen
— Methoden zur Prozeßsimulation während der Projektierung und Prüfung
— Vorschriften für das Führen der Fehlerstatistik (Datenrückmeldung).

Dieses umfangreiche Instrumentarium fördert Kreativität und Aktivität der am Entstehungsprozeß beteiligten Mitarbeiter, vorzugsweise dabei der Projektanten, und entlastet sie von Routinearbeiten. Seine Zusammensetzung läßt den Einfluß der Rechentechnik deutlich erkennen. Ihren Anteil auszubauen, ist letztlich der entscheidende Ansatzpunkt zur weiteren Effektivierung und Intensivierung des Projektierungs- und Fertigungsprozesses.

3. Aufgabenstellung und Formalisierung

Die bereits unterstrichene Bedeutung der Aufgabenstellung rechtfertigt eine ausführlichere Betrachtung. Ausgehend vom Gesamtablauf (Bild 2) detailliert Bild 3 ihr Erarbeiten.
Aus den grundsätzlichen Möglichkeiten

— der verbalen umgangssprachlichen Beschreibung
— der algebraisch-analytischen sowie
— graphischen Darstellung

ist die beiden Partnern gerecht werdende Form auszuwählen bzw. durch Kombination zu bilden. Dazu unbedingt erforderliche unterstützende Arbeitsmittel (z.B. Fragebögen, Technologieschemata nach TGL 14091/01 u.ä.) dienen der Verständigung beider Partner insofern, als der Projektant in geeigneter Weise in den Besitz aller notwendigen Informationen, d.h. der technischen, technologischen und sonstigen Bedingungen des zu automatisierenden Prozesses — der Steuerstrecke — gelangt.
Schwerpunkt der Problembeschreibung ist ihr Grad der Vollständigkeit. Deutliche Lücken können zu einer umfangreichen Änderungstätigkeit innerhalb des Entstehungsprozesses, die Inbetriebnahme eingeschlossen, führen. Eine Zusammenstellung des notwendigen Inhalts enthält z.B. [8], wobei natürlich nur ein Teil als Algorithmus darstellbar ist. Darüber hinaus erscheint zur termintreuen Bearbeitung auch die Aufnahme von Forderungen an den Auftraggeber hinsichtlich der Einführung sowie des terminlichen Ablaufs der Realisierung (Netzplan) beim Hersteller zweckmäßig.
Aus der Analyse entsteht die Kenntnis über die Menge aller Systemeigenschaften. Für die eigentliche Informationsverarbeitung liefert sie eine möglichst widerspruchsfreie Beschreibung des Problems als algorithmierte, formalisierte Aufgabenstellung. Eine solche Form ermöglicht eine schnelle Umsetzung in geeignete Hardware- bzw. Softwarelösungen.
Kennzeichnend für diese insgesamt analytische Tätigkeit ist eine typisch heuristische Vorgehensweise, bei der Konkretisierungs- und Detaillierungsgrad mit dem Bearbeitungsfortschritt anwachsen und somit die zu Arbeitsbeginn vorhandene Defektmenge — die Unsicherheiten bzw. Unkenntnisse über zu verwirklichende Systemeigenschaften — planmäßig abgebaut wird. Der Schwierigkeitsgrad erhöht sich insofern, daß sich in der zu steuernden technologischen Einrichtung (Steuerstrecke) mehrere Vorgänge zeitgleich (parallel) vollziehen. Als bewährter Lösungsweg bietet sich dazu die Dekomposition an. Dabei sind solche Teilprozesse zu definieren, die eine übersichtliche und technologie-optimale Gestaltung der Steuereinrichtung gestatten. Ein Teilprozeß — auch als Funktions- oder Antriebsgruppe bezeichnet — umfaßt alle technologisch zusammengehörigen Stellglieder (bzw. Antriebe).
Mit dem wachsenden Integrationsgrad elektronischer Bauelemente gewinnt die formalisierte Notierung zunehmend an Bedeutung, da sich mit diesem Trend eine Aufwandsverschiebung von der Struktur- zur Funktionssynthese verbindet. Deshalb muß das Beschreibungsmittel typische Merkmale haben. Dazu zählen:

— problemorientierte, nicht an bestimmte physische Eigenschaften der zum Einsatz gelangenden Gerätetechnik gebundene Darstellung
— Möglichkeit der schrittweisen heuristischen Erarbeitung
— unmißverständliche Kennung der Wirkungsrichtung
— Entsprechung zur natürlichen Arbeitsweise des (Projektierungs-) Ingenieurs bei leichter Erlernbarkeit
— Fähigkeit zum Koppeln (oder Teilen) von Plänen
— Detaillierbarkeit (Grob- und Feindarstellung des Ablaufs, „Lupeneffekt")
— Weiterverwendbarkeit in der Dokumentation für verschiedene Lesergruppen
— leichte Umsetzbarkeit in die gewünschte Lösung (unmittelbare Nutzung als Eingabefachsprache bei SPS)
— fehlerbeschränkende Syntax und Semantik
— Änderungsfreundlichkeit (leichte Wartung).

Ausgehend von der Menge der heterogenen Möglichkeiten in Form von (Umgangs-)Sprachen, Tabellen, algebraischen sowie grafischen Darstellungen haben sich im Bereich der Prozeßautomatisierung Funktionsplan/Prozeßablaufplan (PRAP), Programmablaufplan (PAP), Steuerungsablaufplan (STAP), Zustandsgraf, Logikplan (Aufgabenstellung und Lösung in sich vereinigend) und auch Petri-Netze besonders bewährt. Grundsätzlich kann jeder Funktionsablauf beliebiger Komplexität (gerätetechnikinvariant) in allen Darstellungsarten erfaßt werden, auch ihre gegenseitige Überführung ist möglich. Vom Logikplan abgesehen gehören alle Versionen zur Klasse der gerichteten Grafen.
Eine aggregierte Bewertung der Anwendbarkeitskriterien offenbart ein nahezu einheitliches Niveau (Tafel 3). Geringe Vorteile lassen sich lediglich für PRAP und PAP erkennen, dank des ausgeprägten Technologie-/Problembezugs beim ersteren, wegen der Universalität im Anwendungsspektrum bei letzteren. Beiden Notationsformen ist gemeinsam, daß

— alle fachspezifischen Belange der Prozeßsteuerungstechnik vollständig abgedeckt werden
— Entwurf und Realisierung stufenweise durch Verfeinerung in namentlich problem- und nutzergerechter Form möglich wird
— eine ausgeprägte SPS-Eignung vorliegt
— eine für CAD-Systeme besonders taugliche Programmieroberfläche geboten wird.

(Projektierungs-)Ingenieure sollten mehrere Möglichkeiten kennen und anwenden können.

4. Gesamtprojektabwicklung

4.1. Ablauforganisation

Projektierung bzw. Entwurf und Fertigung von Prozeßsteuerungen sind eine umfassend kooperative Mission, an der verschiedene Personengruppen mit unterschiedlichen Kenntnissen, Fähigkeiten und Verantwortungsbereichen mitwirken. Es handelt sich also bei einem solchen Projekt — wie in [14] treffend definiert — um die „zielgerichtete, klar definierte, zeitlich begrenzte, von der Sache her und mit festgelegten Mitteln und begrenzter Anzahl von Personen lösbare, von der Leitung angewiesene, steuerbare Aufgabe im Betrieb, die die betrieblichen Ziele zu beachten hat, die Organisationsstruktur jedoch überlagern kann". Das Ziel, dieses Projekt „Prozeßsteuerungen" innerhalb eines durch einen Vertrag festgeschriebenen Termin- und Kostenrahmen an den Auftraggeber (Kunden) auszuliefern, erfordert eine Projektleitung mit den Hauptaufgaben

— Planung, genaue Bestimmung der Zielsetzung sowie der Schwerpunkte,
— Anleitung einschließlich des Erlassens von Richtlinien, der Koordination, der Information sowie der Motivation,
— fachliche und ökonomische Kontrolle,
— projektbegleitende Qualitätssicherung,

folglich zum Überwachen des im Bild 2 dargestellten Gesamtablaufes. Die Beteiligten stehen demnach einer klassischen Führungsaufgabe gegenüber, für die alle bewährten Instrumentarien zu nutzen sind [15] [16].
Anleitung und fachliche Kontrolle konzentrieren sich auf die technischen Eigenschaften des Ergebnisses, d.h. auf Identität zur Aufgabenstellung, auf Fehlerfreiheit sowie auf das Einhalten der Qualitätsforderungen. Die wirtschaftliche Kontrolle dagegen — namentlich vom Projektleiter ausgeführt — umfaßt die Termin- und Kostentreue und bestimmt entscheidend die (ökonomische) Effektivität eines Prozeßsteuerungsprojektes; ein Überziehen dieser Positionen kann empfindliche finanzielle Verluste nach sich ziehen. Eine derartige Teilung der Projektleitung ist immer zu empfehlen, da für die unterschiedlichen Aufgaben differenzierte Fertigkeiten zur Verfügung stehen müssen, die selten in einem Mitarbeiter vereinigt und im übrigen auch von dieser Person allein nicht zu bewältigen sind. Generell sollte aber neben dieser Ergebnis- bzw. Erfolgskontrolle in angemessenem Ausmaß eine Stichprobenüberprüfung (Dienstaufsicht) erfolgen.
Wichtiges Hilfsmittel der Projektleitung ist die Berichterstattung, auf deren Basis Entscheidungen ggf. zur Korrektur des Ablaufs gefällt werden. Ihre Wirksamkeit erfordert das Beachten nachstehender Prinzipien:

— fester zeitlicher Rhythmus und geeignete Kontrollorganisation (Objektleitkollektiv o.ä.) mit einem ausschließlich dafür zuständigen Bearbeiter (Organisator, Sekretär), Teilnahme des nur unbedingt erforderlichen Personenkreises
— Beschränkung auf Meldungen über Erfüllung einer kontinuierlichen Folge von Ereignissen (Netzplan), deren fachliche Bedeutung der Projektleiter nicht unbedingt vollständig verstehen muß
— übersichtliche Buchführung (Protokollierung von Bearbeitungsaufwand, von getroffenen Entscheidungen, aktueller und prophylaktischer Maßnahmen zum Wiederherstellen bzw. Beibehalten der Planmäßigkeit u.ä.)
— unbedingte Vertrauenbasis zwischen Kontrollierendem und Team.

Ein wichtiges organisatorisches Hilfsmittel kann in dieser Hinsicht ein sogenannter „Informationskatalog" sein, der restriktiv etwa folgendes festlegt:

— Sachverhalte, über die der Projektleiter zu informieren ist
— informationspflichtige Änderungen (jeglicher Art)
— Kriterien für das Erkennen von Tatbeständen, die die Information der Mitarbeiter und ggf. ihren Rat erforderlich machen.

Insgesamt läßt sich die Projektabwicklung als ein klassischer Regelkreis mit folgenden Entsprechungen darstellen (Bild 4):

— Regelstrecke ≙ Projektbearbeitung
— Regeleinrichtung, bestehend aus
  • Meßglied ≙ Berichterstattung
  • Regler mit Soll-Ist-Vergleich ≙ Projektleitung
  • Stellglied ≙ Entscheidungen/Weisungen der Projektleitung.

Für eine Optimierung seines statischen und dynamischen Verhaltens bieten sich grundsätzlich ähnliche Ansatzpunkte wie im technischen Bereich.

4.2. Qualitätssicherung

Projektbegleitende Maßnahmen zur Qualitätssicherung sind unverzichtbar [17]. Zunächst verursachen sie zusätzlichen Aufwand (Kosten, Zeit, Kapazität), allerdings bedeutet er letzten Endes nur eine anteilige Vorwegnahme der Kosten, die infolge des Verzichts in erheblich höherem Maße während Inbetriebsetzung bzw. Garantiezeitraum anfallen würden. Das Sicherstellen von Qualität erfordert nicht nur einzelne Maßnahmen, sondern ein auf alle an Entwicklung, Projektierung und Realisierung beteiligten Bereiche übergreifendes In-situ-Qualitätssicherungssystem, also einen Lückenlosigkeit garantierenden Katalog aufeinander abgestimmter, zum richtigen Zeitpunkt, am notwendigen Ort und von der zutreffenden Instanz praktizierter Aktivitäten [18].

5. Schlußbetrachtung, Ansatzpunkte zur weiteren Effektivierung

Positive Einsatzerfahrungen mit der VPS-Generation, aber auch solche vorstehend geschilderten Beiträge zur Systematisierung der Entstehung von Prozeßsteuerungen bereiteten den Weg für die umfassende Elektronisierung der Prozeßsteuerungstechnik mit den Mitteln der SPS vor. Die von den Produzenten postulierten günstigen Eigenschaften sind uneingeschränkt eingetroffen und auch von den Anwendern bestätigt worden, z.B. [10] [19].
Das bekannte, immer noch gültige Wachstumsgesetz der Mikroelektronik (von *G. E. Moore*) stellt eine permanente Herausforderung an die Technik im allgemeinen und die Prozeßautomatisierungs-/Prozeßsteuerungstechnik im besonderen dar. Daß sie beherrscht wird, ist deutlich aus dem immer stärkeren Vordringen der speicherprogrammierbaren Technik (nun auch konsequent in die Stellgliedebene [20]) zu erkennen. Aus dieser fortschreitenden Miniaturisierung lassen sich letztlich auch die Ansatzpunkte für die zunehmende Automatisierung technischer Abläufe (mit Prozeßsteuerungen) und für die weitere Effektivierung der Automatisierung technischer Tätigkeiten ableiten. Sie im einzelnen aufzuzählen, würde den Rahmen dieser Arbeit sprengen, obwohl ihre Erfüllung eine Vorbedingung zum Erreichen der bekannten wirtschaftlichen und sozialen Rahmenziele [21] [22] ist. Und weil dabei die Dominanz der Rechentechnik hervortritt, bedarf es an dieser Stelle erneut der ausdrücklichen Erwähnung, nur eine umfassende und zielgerichtete Einsatzvorbereitung der CAE-Vorhaben mit den Phasen

— Vorbereitung (Wirtschaftlichkeitsabschätzung, Einsatzkonzept)
— Systemauswahl (Bewertung)
— Einführung (Schulung, Aufgabenbearbeitung)

läßt den erwarteten Erfolg auch eintreten (vgl. Bild 5).
Nicht unerwähnt dürfen in diesem Zusammenhang die erheblichen Entwicklungsvorleistungen und die Aufwendungen für die Qualifizierung des betroffenen Personenkreises bleiben. Fernerhin verschiebt sich die Leistungsgrenze zwischen Entwicklung und Projektierung — nicht zuletzt zum Zwecke des Verkürzens der Projektdurchlaufzeit — in Richtung Projektierung, d.h., in Zukunft wird der Projektierungsingenieur Anteile bearbeiten, die bisher in die Zuständigkeit der Entwicklung fielen. Aus- und Weiterbildung fordern als logische Folge der sich wandelnden Technologien zum Beibehalten bzw. sogar zum Steigern der Innovationsfähigkeit der Mitarbeiter verstärkte Aufwendungen und problem- und praxisorientierte (bezahlte) Formen vor allem nach Abschluß der Grundlagenausbildung an den Hoch- oder Fachschulen.
Alles in allem sollte mit diesem Beitrag verdeutlicht werden, daß infolge von Komplexität und Vermaschung der Vielzahl von Aktivitäten zwischen Idee (Auftrag) und reibungslosem Funktionieren einer Prozeßsteuerung eine technologische Situation vorliegt, die vielleicht treffend mit einem Goethe-Wort charakterisierbar ist [23]: „Es gilt auch hier, was bei vielen anderen menschlichen Unternehmungen gilt, daß nur das Interesse Mehrerer auf Einen Punkt gerichtet Vorzügliches hervorzubringen im Stande sey".

Literatur

[1] *Eckhardt, D.:* Entwicklung integrierter Schaltungen bis zum Jahr 2000. Mikroprozessortechnik, Berlin 1 (1987) 7, S. 195–200
[2] *Ernst, D.:* Automatisierungstechnik im Wandel. Siemens-Energietechnik 6 (1984) 2, S. 46–51
[3] *Töpfer, H.*, u.a.: Zum Stand der Anwendung moderner Automatisierungsmittel. msr, Berlin 27 (1984) 1, S. 2–7
[4] *Steinbuch, K.:* Vom Werkzeug zum Denkzeug. rtp 22 (1980) 12, S. 430–436
[5] *Poths, W.; Löw, R.:* CAD/CAM-Entscheidungshilfen für das Management. Heidelberg: Hüthig-Verlag 1985
[6] *Goulden, O. A.:* Der zukünftige Weltmarkt für Elektrotechnik. etz 103 (1982) 18, S. 1053–1056
[7] Verordnung über die Vorbereitung von Investitionen vom 13. 7. 78, Gesetzblatt, Teil I Nr. 23 v. 10. 8. 78
[8] Autorenkollektiv: VEM-Handbuch Prozeßsteuerungstechnik, 2. Auflage. Berlin: VEB Verlag Technik 1988
[9] *Krause, J.:* audatec — mikrorechnergestütztes Konzept zur Steuerung und Regelung in Automatisierungsanlagen. ELEKTRIE, Berlin 37 (1983) 1, S. 5–9
[10] *Brandt, W.:* Das Prozeßleitsystem audatec im kontinuierlichem Feinstahl- und Drahtwalzwerk für die Sowjetunion, Techn. Informationen Automatisierungsanlagen/Elektroenergieanlagen (1986) 11, S. 1–4
[11] *Peschel, M.:* Ingenieurtechnische Entscheidungen. Berlin: VEB Verlag Technik 1980
[12] *Habiger, E.:* Möglichkeiten zur Erhöhung der Effektivität wissenschaftlicher Arbeitsprozesse — Ratschläge für angehende Ingenieure und junge Wissenschaftler. ELEKTRIE, Berlin 36 (1982) 7, S. 339–341
[13] *Habiger, E.:* Einige grundsätzliche Überlegungen zur Formalisierung und Effektierung des Entwurfs automatisierter Systeme. ELEKTRIE, Berlin 34 (1980) 1, S. 3–8

Fortsetzung auf Seite 278

TAGUNGSBERICHTE

Operative Steuerung komplexer verfahrenstechnischer Produktionssysteme

143. Sektionskolloquium Automatisierungstechnik der Technischen Universität Karl-Marx-Stadt am 9. März 1989

Der Leiter des Wissenschaftsbereiches Automatisierungstechnik der Sektion Maschinen- und Energietechnik der Bergakademie Freiberg, Prof. Dr. sc. techn. *Metzing*, sprach unter dieser Thematik zu
- Aufgaben und Problemen der operativen Steuerung von Produktionsprozessen
- Modellierung und Simulation von verfahrenstechnischen Produktionssystemen
- Formulierung der Steueraufgabe als statisches Optimierungsproblem und
- Anwendungsbeispielen aus dem Bereich der Fließprozesse.

In diesem Zusammenhang wird unter „operativ" das kurzfristige Eingreifen des Menschen und nicht eine automatische Reaktion verstanden. Als „komplex" werden die Verflechtungen von Teilsystemen, die sich als Strukturprobleme darstellen, angesehen. Applikationsbeispiele für verfahrenstechnische Prozesse bildeten Fließ- bzw. Chargenprozesse aus Bereichen des Bergbaues und der chemischen Industrie, die Gaserzeugung, Brenn- und Kraftstoffgewinnung sowie Zinnerzaufbereitung.
In der ersten Phase — der Prozeßanalyse — sind verschiedene Fragen zu beantworten.

1. Welche Störungen erfordern einen steuernden Eingriff des Dispatschers?
- Ausfall oder Leistungsreduzierung bestimmter Prozeßstufen
- Störungen der Eingangsgrößen nach Menge oder Qualität
- Störungen in Hilfsenergie- oder Hilfsstoffzufuhr
- Störungen der Ausgangsgrößen wie Produktabnahme
- nichttechnische Störungen (z. B. Änderungen im Produktionsplan)

2. Über welche Steuermöglichkeiten verfügt der Dispatcher?
- Steuerung der Massenspeicher
  - Eingangsspeicher
  - Endproduktspeicher
  - Zwischenproduktspeicher
- Steuerung einzelner Arbeitspunkte der Teilsysteme
- Steuerung des gesamten Produktionssystems durch
  - Veränderung der Verkopplung (Strukturänderung)
  - Steuerung der Arbeitspunkte für alle Teilsysteme

In einer Nutzensanalyse zur Steuerentscheidung konnte nachgewiesen werden, daß durchschnittlich 4% der Produktion durch mangelhafte Koordinierung verlorengehen.

Weiterhin sind folgende Probleme zu klären:

3. Welche Aktivitäten unternimmt der Dispatcher, um zur Entscheidungsfindung zu kommen?
- Exakte Modellierung des technischen Systems
- Heuristische Steuerung über Erfahrungswerte

4. Wie kann die Entscheidung des Dispatchers objektiviert, qualifiziert, verbessert werden?
Diese Fragestellung ist besonders wichtig, da der Dispatcher während einer Schicht über Kosten-/Nutzen-Differenzen von vielen tausend Mark entscheidet.

5. Wie ermittelt der Dispatcher die Steuerentscheidung?
Die einer Entscheidung zugrunde liegenden Informationen sind vielfach unzureichend, da
- zu wenig a priori-Wissen existiert
- die meßtechnische Erfaßbarkeit ungenügend ist und
- subjektiv ungenaue Informationen vorliegen.

Dennoch ist eine Steuerentscheidung durch den Menschen zu treffen und objektiv notwendig. Hieraus resultieren Ausgangspunkte für Beratungssysteme, die auf der Basis von
- a priori-Wissen technisch-physikalischer Gesetzmäßigkeiten
- Wissen aus menschlicher Erfahrung und
- Wissen über die aktuelle Störsituation

einen Steuervorschlag für die Dispatcherentscheidung ermitteln.

6. Wie geht der Dispatcher vor?
Einschätzung der
- Anlagenstörung nach
  - Ort, Art und Auswirkungen
  - Reparaturmöglichkeiten einschließlich der Beurteilung der
  - Qualifikation des anwesenden Personals

  Daraus resultiert eine Abschätzung der Stördauer als wesentliche Voraussetzung für die Steuerentscheidung des Dispatchers.
- Qualitätsänderung der Produkte unter Nutzung von Meßtechnik/Labor und eigener Erfahrung
- Reserven der Anlagen (technischer Zustand/Grenzwerte)

Aus der Beantwortung dieser Frage können wissensbasierte Regeln aufgestellt werden.

Bei der Beschreibung des Problems der Dynamik eines Systems ging Prof. *Metzing* auf die aus dem konkreten Prozeß resultierenden Faktoren näher ein.
Die Ausführungen über die Modellierung der Teilsysteme und des Gesamtsystems zeigten für die verfahrenstechnischen Prozeßabschnitte (wie Mischen, Transport, Zerkleinerung, Destillation, Klassierung, Flotation, Speicherung, Wärmeübertragung usw.) unter Hinweis auf die Notwendigkeit der Strukturabbildung das theoretische Werkzeug und die Vorgehensweise.
Im weiteren erfolgte die Formulierung des allgemeinen Optimierungsproblemes, der Zielfunktion sowie Vorgaben, Vereinfachungen und Nebenbedingungen. Da bei jeder Störsituation nach deren Identifizierung eine Optimierung und Erarbeitung des Steueralgorithmus notwendig sein kann, ist der Aufbau eines anwenderfreundlichen Dialogsystems zu empfehlen. Hierbei bildet die Anpassung des Optimierungsproblems an die konkrete Störsituation den Schwerpunkt und muß die operative Steuerung des gesamten Produktionssystems mit der Steuerung der einzelnen Teilsysteme bzw. Produktionseinheiten beinhalten.

G. Tippmann, Karl-Marx-Stadt EA 3090

Schaffung energiesparender Technologien und Geräte – ihre Nutzung in Leicht- und Lebensmittelindustrie sowie Medizintechnik

144. Sektionskolloquium Automatisierungstechnik der Technischen Universität Karl-Marx-Stadt am 16. März 1989

Im Rahmen der Tage des Hauses der sowjetischen Wissenschaft und Kultur Berlin im Bezirk Karl-Marx-Stadt sprach der Abteilungsleiter im Institut für Thermophysik der Akademie der Wissenschaften der Ukraine, Dr. *Grabow*, vor Angehörigen der Sektionen Automatisierungstechnik und Verarbeitungstechnik der Technischen Universität Karl-Marx-Stadt.
Das Institut für Thermophysik der Akademie der Wissenschaften der Ukraine ist eines der 80 Forschungsinstitute der Akademie und erforscht in einer Hauptrichtung energiesparende Technologien.
Da das Nationaleinkommen der UdSSR bis zum Jahr 2000 bei sinkendem Rohstoffverbrauch auf das doppelte steigen soll, sind die Forschungsarbeiten der Institute auf sparsamsten Roh- und Brennstoffverbrauch zur Schonung vorhandener Ressourcen ausgerichtet. Ein weiterer Schwerpunkt ist die Verbesserung der Ernährungssituation. Da Fruchtsäfte nur einen geringen Teil der pflanzlichen Nährstoffe enthalten, wurde zur besseren Ausnutzung von Pflanzen und Früchten ein neues Verfahren zur Gewinnung von Lebensmittelpulvern entwickelt.
Als ein weiterer Beitrag zu gesunder Ernährung ist auch die Entwicklung eines Butterzusatzes in Richtung einer „Fruchtbutter" zu werten.
Großes Augenmerk bei der Forschung wird der Entwicklung von praktikablen Möglichkeiten geschenkt, radioaktive Stoffe aus dem menschlichen Organismus zu entfernen.
Als weiteres umfangreiches Arbeitsgebiet nannte der Referent die Entwicklung von Farbstoffen für Lebensmittel, die frei von Nitraten und anderen dem menschlichen Organismus schädigenden Stoffen sind.
Da gegenwärtig etwa ein Viertel der Menschheit an Allergien leidet, die im wesentlichen aus Umwelteinflüssen resultieren, gilt die Unterstützung der Medizin als eine der wichtigsten Aufgaben des Instituts. Es wurde eine neue Technologie zur Herstellung von Antiallergiepräparaten entwickelt.
Zur Verhütung weiterer Umweltbelastungen arbeiten die Wissenschaftler engagiert auf dem Gebiet der abfallfreien Materialverarbeitung.
Als eine Weltneuheit stellte Dr. *Grabow* einen an der Akademie der Wissenschaften der Ukraine entwickelten Schaumgenerator vor, der in der Lage ist, Stoffen Feuchte zu entziehen und damit zur Energieeinsparung beizutragen.

G. Tippmann, Karl-Marx-Stadt EA 3091

PATENTE

Schaltungsanordnung zur Drehzahlstabilisierung von Gleichspannungsmotoren

DD-WP: 260 592
Int.-Cl.: H 02 P 5/175
Anmeldetag: 15. 05. 87
Anmelder: Institut „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik", Berlin

Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zur Drehzahlstabilisierung von Gleichspannungsmotoren, insbesondere Kleinspannungsmotoren.
Ziel der Erfindung ist ein gleichmäßiger (runder) Lauf von Gleichspannungskleinmotoren. Dabei soll der Aufwand an mechanischen und elektronischen Bauteilen gering sein.
Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine Drehzahlregelschaltung zu schaffen, die unter Anwendung der Phasenschnittsteuerung arbeitet und die eingestellte Drehzahl in allen Drehzahlbereichen hält.
Erfindungsgemäß wird die Aufgabe dadurch gelöst, daß ein erster Transistor mit seiner Basis-Emitter-Strecke über einen ersten Strombegrenzungswiderstand parallel zum Widerstand und mit einer Kollektor-Emitter-Strecke über einen zweiten Strombegrenzungswiderstand parallel zum Kondensator des RC-Gliedes angeordnet ist. Damit wird das exakte Entladen des Kondensators im *TC*-Glied bestimmt und über einen dritten Strombegrenzungswiderstand, einen zweiten Transistor und einen bekannten Schwellwertschalter der Thyristor angesteuert. Der Spannungswandlung dient eine Gleichrichterbrückenschaltung. Zur Begrenzung von Störspitzen ist eine Freilaufdiode parallel zum Motor angeschlossen.

D. Ufert, Berlin EA 2958

Stabzwischenlagen für 2-Schichtwicklungen großer elektrischer Maschinen

DD-WP: 259 068
Int.-Cl.: H 02 K 3/48
Anmeldetag: 23. 03. 87
Anmelder: VEB Bergmann-Borsig, Berlin

Die Erfindung betrifft die Gestaltung und Anordnung von Stabzwischenlagen für 2-Schichtwicklungen großer elektrischer Maschinen, z. B. Generatoren.
Die kunstharzisolierten Ständerstäbe großer elektrischer Maschinen sind bei 2-Schichtwicklungen in der Nut des Blechpaketes übereinander angeordnet und durch Stabzwischenlagen voneinander getrennt. Aus Gründen der Unterbindung von Vibrationen innerhalb der Nut und zur Verbesserung der Wärmeleistung zwischen dem Ständerblechpaket und dem Leiterkupfer werden sie durch die verschiedensten Methoden festgelegt. Das geschieht unter anderem durch Ausfüllung der Hohlräume zwischen Stab und Nut mit Kunstharz durch verschiedene Methoden der Tränkung oder durch seitliche Beilagen, die das Einbauspiel zwischen Stab und Nut nach der Montage beseitigen sowie durch Anwendung dauerelastischer Bandagen auf der Staboberfläche, die eine Stabmontage mit gegenüber der Nutbreite eingestelltem Übermaß garantieren. Die beiden letztgenannten Mittel sind aus Gründen des Glimmschutzes aus halbleitendem Werkstoff hergestellt oder damit durchtränkt.
Die für den Betrieb des Generators beabsichtigte, möglichst wirkungsvolle tangentiale Festlegung der Stäbe (zur Nutwand hin) erweist sich jedoch bei einer notwendigen Reparatur der Maschine als Nachteil.
Die Erfindung hat zum Ziel, die Wiederverwendbarkeit demontierter Ständerstäbe zu gewährleisten.
Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, unter Berücksichtigung der Forderung nach einer festen Einbaulage der Ständerstäbe in den Nuten, eine Möglichkeit zu finden, die Ständerstäbe ohne Beschädigung oder Deformation aus den Nuten auszubauen.
Erfindungsgemäß wird die Aufgabe gelöst, indem die zwischen den in der Nut liegenden Ständerstäben befindliche Stabzwischenanlage an mehreren Stellen im Bereich eines Kühlschlitzes des Ständerblechpaketes auf Kühlschlitzbreite unterbrochen ist. Die so entstandenen Lücken ermöglichen das zusätzliche Anbringen von Anschlagmitteln, wie Seile, Schellen oder Haken, wodurch die erforderliche Kraft zur Ständerstabmontage unter Verwendung eines biegesteifen Trägers, gleichmäßig über die gesamte Stablänge verteilt, zur Wirkung kommt.
Die geteilte Stabzwischenlage ist mit ein- oder beidseitig angeformten Arretierungen versehen, die, in andere Kühlschlitze eingreifend, ein Verschieben der Stabzwischenlageteile verhindern.

D. Ufert, Berlin EA 2961

Schaltungsanordnung zur Steuerung von Umrichtern in der Stromversorgungstechnik

DD-WP: 259 069
Int.-Cl.: H 02 M 1/096
Anmeldetag: 20. 03. 87
Anmelder: Zentralinstitut für Schweißtechnik der DDR, Halle

Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zur Steuerung von Umrichtern in der Stromversorgungstechnik, insbesondere in der Schweißtechnik.
Es ist allgemein bekannt, Stromquellen aller Art parallelzuschalten. Es ist auch bekannt, Thyristorgleichrichter dadurch parallelzuschalten, daß ein Gleichrichter auf fallend geschaltet wird und ein zweiter auf flach. Dadurch ist es möglich, für einen bestimmten Arbeitspunkt eine gleichmäßige Belastung zu erreichen. Nachteilig ist die Einstellung der Parameterpunkte, da beide Stromquellen getrennt gestellt werden müssen. Außerdem kann die Welligkeit des Stromes nicht verändert werden, was nachteilig ist, da die Welligkeit die dynamische Lichtbogenstabilität beeinflußt.
Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine Schaltungsanordnung zur Steuerung von Umrichtern in der Stromversorgungstechnik zu entwickeln und dabei eine Synchronisierung von Stromquellen zu garantieren sowie eine einfache Parametereinstellung zu ermöglichen.
Die Aufgabe wird durch eine Schaltungsanordnung zur Steuerung von Umrichtern in der Stromversorgungstechnik, insbesondere von Schweißumrichtern, bei der Stromquellen unter Verwendung von elektrischen Gleich-, Wechselrichtern, Transformatoren, Steuerungssystemen und Reglern parallelgeschaltet sind, gelöst. Zwei Stromquellen sind mit jeweils einer dazugehörigen Steuerung derart parallelgeschaltet, daß die eine Steuerung davon mit einem Impulssteuerausgang der einen Stromquelle und mit einem Impulssteuereingang der anderen Stromquelle verbunden ist. Außerdem sind sie über eine Regelung, der ein Vorwahlschalter zugeordnet ist, die mit einem Sollwertgeber in Kontakt steht, mit der Steuerung der anderen Stromquelle, der eine Regelung mit Vorwahlschalter zugeordnet ist, über einen Frequenzsynchronisierungsausgang der einen Stromquelle und einen Frequenzsynchronisierungseingang der anderen Stromquelle gekoppelt.

D. Ufert, Berlin EA 2964

Kurzschlußelektromotor

DD-WP: 259 284
Int.-Cl.: H 02 K 17/02
Anmeldetag: 06. 11. 86
Anmelder: A. Köhler, Berlin

Die Erfindung betrifft einen als Kurzschlußmotor ausgebildeten asynchronen Drehstrommotor, der mit dreiphasigem oder zweiphasigem Wechselstrom für alle Antriebszwecke betrieben werden kann.
Bei den bekannten Elektromotoren sind die Läufer- und Statorwirkflächen Zylinderflächen oder Ebenen. Die Läufer und Statoren bestehen aus gestanzten bzw. gewickelten Blechen mit radial gefrästen, gebohrten oder gestanzten Nuten. Die Wicklungen sind so ausgeführt, daß unnötig viel Wicklungswerkstoff erforderlich ist. Des weiteren sind derartige Konstruktionen sehr arbeits- und materialaufwendig.
Ziel der Erfindung ist es, durch zweckmäßige Gestaltung eines Kurzschlußelektromotors eine Erhöhung des Wirkungsgrades bei gleichzeitiger Einsparung von Wicklungswerkstoff zu erreichen.
Die Aufgabe wird durch einen Kurzschlußelektromotor gelöst, der erfindungsgemäß in nachstehend beschriebener Weise ausgebildet ist: Der Stator hat einen zylindrischen Mittelteil üblicher Ausführung, an den sich stirnseitig konische Zusatzstatorteile anschließen, die mit gruppenweise geneigten Nuten versehen sind, die mit den im zylindrischen Statorteil befindlichen Nuten korrespondieren. Die Statorspulen, vom zylindrischen Statorteil kommend, sind beidseitig in die Nuten der konischen Zusatzstatorteile eingelegt. Die Wickelköpfe der Spulen sind entsprechend den konischen Zusatzstatorteilen gekröpft.
Um ein Überschneiden der Spulen im kleinen Durchmesserbereich der konischen Zusatzstatorteile zu erreichen, verläuft die Hälfte der halbradialen Nuten in den konischen Zusatzstatorteilen in einer stärker zur Achse geneigten Lage.
Der Kurzschlußläufer besteht gleichfalls aus einem zylindrischen Mittelteil üblicher Ausführung mit gestanzten Blechen und stirnseitigen konischen Zusatzläuferteilen. In den Nuten des zylindrischen Mittelteils und den daran anschließenden Nuten der konischen Zusatzteile des Läufers sind Kurzschlußstäbe aus Aluminium eingegossen, die an den beiden Läuferenden mit Kurzschlußringen verbunden sind.

D. Ufert, Berlin EA 2965

BUCHER

Prozeß und Regelkreisdynamik, Berechnung mit BASIC

Reihe Automatisierungstechnik, Bd. 232 Von *G. Brack*. Berlin: VEB Verlag Technik. 1. Auflage 1988, 88 Seiten, 32 Bilder, 12 Tafeln. 4,80 Mark

Das Buch behandelt die Berechnung und Optimierung dynamischer Übertragungsglieder und Regelkreise mit dem Heimcomputer KC 85/3 auf der Basis von BASIC. Es zeigt, daß es auch mit relativ einfachen Rechnern möglich ist, formalisierbare Entwurfsschritte effektiv zu bearbeiten. Im Sinne eines guten Lehrbuches werden die physikalischen Sachverhalte erläutert, mathematisch formuliert und daraus die Berechnungsprogramme abgeleitet. Sie werden durch Programmablaufpläne veranschaulicht und danach die vollständigen, getesteten BASIC-Programme angegeben. Dem Arbeitsgebiet des Verfassers entsprechend dient ein Anwendungsbeispiel aus der Verfahrenstechnik als Ausgangspunkt. Man kann sich jedoch leicht stattdessen ein elektrotechnisches Beispiel denken. Den aktuellen Erfordernissen entsprechend werden kontinuierliche und diskontinuierliche Übertragungsglieder und Systeme gleichberechtigt nebeneinander behandelt. Es werden sowohl Zustandsmodelle als auch Eingangs-Ausgangs-Modelle (bezeichnet als Klemmenmodelle) der Arbeit zugrunde gelegt.

Aus dieser Sicht ist das Buch eine wertvolle Ergänzung zum systemtechnischen Grundwissen des Automatisierungstechnikers und ergänzend zu vorhandener Literatur zur Aus- und Weiterbildung zu empfehlen. Die Darstellung wird bis zur Parameteroptimierung geführt. Allerdings werden dabei, abgeleitet aus dem Programmumfang und aus den Rechenzeiten (20 bis 30 min) auch die Grenzen der sinnvollen Anwendbarkeit einfacher Rechner in Verbindung mit Berechnungsprogrammen deutlich. Ein Hinweis auf Simulationssysteme für kontinuierliche und diskontinuierliche Regelungen, beispielsweise auf der Grundlage einer aus dem Signalflußplan abgeleiteten Fachsprache, wäre hier wünschenswert gewesen.

R. Schönfeld, Dresden EA 3072

EMV '88

Elektromagnetische Verträglichkeit

Vorträge, gehalten auf dem Kongreß in Karlsruhe, Bundesrepublik Deutschland 18. bis 20. Oktober 1988, 564 Seiten Hrsg.: *H. R. Schmeer* und *M. Bleicher*

Die Sicherung der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) zählt heute unter den Bedingungen der Breitenanwendung funktionsintensiver zuverlässigkeits- und sicherheitsrelevanter informationselektronischer Systeme in industrieller Umgebung, d.h., in enger Nachbarschaft zu energieintensiven leistungselektrischen Komponenten, zu den normalen Arbeitsaufgaben aller Fachkräfte, die sich mit der Entwicklung, Konstruktion, Fertigung, Handhabung und Anwendung elektrischer und elektronischer Bauelemente und Betriebsmittel sowie mit der Planung, Projektierung, der Bauausführung, Inbetriebnahme und der Betreuung von Elektroenergie- und Automatisierungsanlagen einschließlich der dazugehörenden elektronischen Leitsysteme zu befassen haben.

Der Erfahrungsaustausch zu den aktuellen Problemen der EMV vollzieht sich weltweit, vorzugsweise englischsprachig, in einer Reihe internationaler Konferenzen, die in regelmäßigem Turnus seit 1979 in den USA, seit 1972 in der VR Polen, seit 1975 in der Schweiz, seit 1978 in England und in den Niederlanden, seit 1981 in Frankreich und seit 1983 in Indien und auch in Japan stattfinden. Hinzu kam 1988 der EMV-Kongreß in Karlsruhe als deutschsprachige Veranstaltung auf nationaler Ebene in der BRD. Der vorliegende Band enthält die ausführliche Fassung der dort gehaltenen Vorträge.

Im einzelnen ordnen sich die insgesamt 49 Tagungsbeiträge folgenden Problemkreisen zu:

— EMV-Umgebung
— EMV-Analyse
— Verkehrstechnik
— Informations- und Datentechnik
— Energietechnik
— Simulations- und Meßtechnik
— Schirmung mit leitfähigen Kunststoffen
— EMV in der Automatisierungstechnik
— Schutzmaßnahmen
— EMV-Prüf- und-Meßtechnik
— Gebäudetechnik
— EMV-Maßnahmen an Geräten und Komponenten
— Medizintechnik.

Etwa 25 % der Referenten kamen von Hochschulen und Universitäten, die übrigen 75 % aus der Industrie, Industrieinstituten und aus gesellschaftlichen Institutionen. Das sicherte ein in erfreulicherweise praxisbezogenes Niveau der Repräsentationen in einer für den Ingenieur leicht zugänglichen Form der Darstellung, so daß die im Vorwort erwähnte Zielstellung des Kongresses, notwendige aktuelle Informationen über EMV breitenwirksam in die Betriebe zu tragen, sicher gelungen ist. Insgesamt gesehen empfiehlt sich der vorliegende Tagungsband als ein sehr nützliches EMV-Kompendium für den eingangs genannten Personenkreis.

Die nächste Veranstaltung EMV '90 findet vom 13. bis 15. März 1990 — wiederum in Karlsruhe — statt.

E. Habiger, Dresden EA 3067

Steuerungen in der Automatisierungstechnik

Herausgegeben vom Institut für Fachschulwesen der DDR, Gesamtredaktion und Federführung *G. Graichen* und *H. Kolb*. Berlin: VEB Verlag Technik 1988. 312 Seiten, 220 Bilder, 25 Tafeln. 23,— M. Bestell-Nr.: 5537573

Die Zielgruppen des vorliegenden Buches sind vor allem in der Ausbildung stehende Ingenieure und Techniker (für diese Gruppe vollzieht sich jedoch in Kürze in der DDR eine wesentliche Änderung, d.h., die Ausbildung von Fachschulingenieuren läuft bald aus, und für die Technikerausbildung sind sicher neue Überlegungen empfehlenswert). Dabei haben die Herausgeber/Verfasser die Darstellungen auf das (so das Vorwort) Direkt-, Fern-, Abend- und Selbststudium zugeschnitten.

Vom inhaltlichen Konzept her enthält das Buch wesentliche, für eine solche Aufgabenstellung erforderliche Abschnitte (wie Grundbegriffe, lineare Glieder, Steuerungen, Prozeßanalyse, Regelungen, Mikrorechentechnik, digitale Regelungstechnik) sowie ein Kapitel zu ausgewählten Beispielen aus dem Maschinenbau. Der Stoff wird in einer vorwiegend anschaulichen und angemessenen Darstellung angeboten. Einige Voraussetzungen für die Automatisierung von Prozessen, wie die automatisierungsgerechte Prozeßgestaltung sowie die Probleme des Stellens und Messens werden dagegen praktisch nicht behandelt. Den Aufgaben der Steuerung kontinuierlicher Prozesse durch „Regelung" wird im Vergleich zu den ausführlich behandelten „Steuerungen" weniger Aufmerksamkeit geschenkt. Hinweise auf den Einsatz von CAE-Mitteln hätten das Bild gerade für den vorgeschlagenen Leserkreis ebenfalls abgerundet. Mit dem Kapitel zur digitalen Regelungstechnik wird der vorgesehene Leserkreis auf Grund der Vorbildung sicher etwas überfordert (*Z*-Transformation).

Trotz der genannten Disproportionen erfüllen die meisten Abschnitte des Buches doch die im „Vorwort" und in den „Methodischen Hinweisen" formulierten Zielstellungen. Somit kann das Buch dem vorgesehenen Leserkreis durchaus empfohlen werden.

H. Töpfer, Dresden EA 3065

Fortsetzung von Seite 275

[14] *Diekow, S.:* Datenverarbeitungs-Anwendungsprojekte — Planung, Durchführung, Steuerung. München, Wien: R. Oldenbourg, Verlag 1983
[15] *Hohn, R.:* Das tägliche Brot des Managements. Bad Harzburg: Verlag WWT, 1983
[16] *Friedrich, G.*, u.a.: Leitung der sozialistischen Wirtschaft. Berlin: Verlag Die Wirtschaft 1983
[17] TGL 29513 Qualitätssicherungssystem (QSS) im Kombinat und Betrieb Grundsätze — Ausg. 1986
[18] *Krause, J.; Schmiedtke, P.:* Qualitätssicherung und Zuverlässigkeit von Automatisierungsanlagen. ELEKTRIE, Berlin (1986) 5, S. 165—169
[19] *Hursie, P.:* Drehzahlgeregelte Hauptantriebe in kontinuierlichen Warmwalzwerken. Neue Hütte 28 (1983) 7, S. 256—260
[20] *Krause, J.:* Mikroelektronik in der Antriebstechnik — Stand und Tendenzen. ELEKTRIE, Berlin 42 (1988) 3, S. 91—94
[21] *Koziolek, H.:* Wissenschaft, Technik und Reproduktion. Berlin: Verlag Die Wirtschaft 1981
[22] *Merkel, G.:* Computer und Erneuerung der Produktion. spectrum 17 (1986) 5, S. 1—4
[23] *Goethe, J. W. von:* Der Versuch als Vermittler von Objekt und Subjekt — Essay

EA 5895

Documentation

Bunzel, E.; Herrmann, U.; Münch, U.

Operating Behaviour of Electrodynamic Oscillating Armature Drives

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 7, pp. 245–247, 7 Figs., 22 Equations, 4 Refs.

Oscillating coil linear motors have specialities in the operating behaviour, caused by the spring-mass-system. A model is represented, adapted to computing the operating characteristic curves. Additionally to the deriving principal influencing sizes on the operating behaviour in the case of linear equivalent parameters possibilities of simulation are presented, considering non-linearity and non-sinusoidal control.

Paulig, E.; Gensch, U.; Teferra, G.

Evaluating the Commutating Properties of D.C. Machines during Equivalent Loading in the Testing Process

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989), 7, pp. 248–249, 3 Figs., 11 Equations, 2 Refs.

To describe the dependence of the burst fire intensity versus armature current and speed a simplified model setup is given, which allows evaluating the commutating properties under the conditions of equivalent loading as well as optimizing the load cycle.

Paszek, W.

Determining Synthetic Parameters of Turbo-Generators by Means of the Method of the Finite Elements

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 7, pp. 249–252, 5 Figs., 13 Equations, 4 Refs.

The computation of the field distribution is made by means of the method of the finite elements. The frequency curves, found by an approximating method, of the transmitting functions, represented in operator form, obtain the synthetic parameters of the machine model. The processes of the exciter current during asymmetrically short-circuiting of the synchronous machine are determined both through the inverse Laplace's transformation and the Fourier's transformation.

Bunzel, E.

Quasi-Stationary Model of Describing the Operating Behaviour of Inverter Feeded Rotating Field Machines

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 7, pp. 252–255, 2 Figs., 22 Equations, 3 Refs.

Limiting to the slow solution parts, belonging to the low eigenvalues of the system, being situated within a frequency area below the frequency of the fundamental mode of the phase-belt sizes, makes possible also during inverter operation of a three-phase motor using quasi-stationary models for describing the operating behaviour. The quasi-stationary models are described for the inverter motor and the under-synchronous inverter cascade. It is elaborated, which machine parameters and electric sizes are influencing the switching behaviour of the powerelectronic adjusting element.

Kunze, W.; Kuß, H.; Binner, A.

Determining Parameters of Electric Machines by Means of Numeric Field Computation

ELEKTRIE, Berlin 43 ((1989) 7, pp. 255–257, 3 Figs., 15 Equations, 2 Refs.

Parameters of electric machines adapted to using in automated drive and energy systems have to be determined more exactly than hitherto. The numeric computation of the magnetic field provides for a practicable possibility for this. In this contribution determining inductance parameters from the results of stationary and quasi-stationary numeric field computations by the method of the finite elements with considering the circuiting mode of the electric circuit is demonstrated.

Kabisch, H.; Möller, D.

Four Decades Inverter Techniques in the GDR – 40 Years VEB Elektroprojekt und Anlagenbau of Berlin

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 7, pp. 257–259, 6 Refs.

Starting from the 40 years of developing inverter techniques both the new generation of powerelectronic adjusting elements on base of a general digital data processing as well as modern computer aided methods of the inverter design are represented.

Nicolai, U.; Conrad, H.

GTO-Thyristor: Function, Properties, Possibilities and Problems of Application. Part 2

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 7, pp. 260–263, 8 Figs., 8 Refs.

Part 2 of this paper series formulates fundemental control conditions of GTO-thyristors, resulting of the functional principles described in part 1. The discussion of different constructive possibilities of control circuits and the representation of a realized prototyps are made by means of measuring results.

Bunzel, E.; Schwerdfeger, D.

Model Specific to Motor and Parameters of the Electronic Motor and Their Identification

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 7, pp. 263–267, 6 Figs., 1 Table, 14 Equations, 10 Refs.

Starting from a specification of the electronic motor a simple mathematical model, possible, of the electromechanical energy inverter as well as the parameters, specific to the motor, and the characteristic values are derived and described. Furthermore, methods of experimentally determining the parameters are illustrated and the problems of testing electronic motors in the final phase of the manufacturing process are marked.

Zděnek, D.

Developing Controllable High-Speed A. C. Drives of Great Power

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 7, pp. 267–269, 4 Figs.

ČKD of Prag developed a controllable high-speed three-phase drive of 25 MW for the planned extension of the natural gas transmitting system with substantially greater turbo-compressors. The selected drive type offers projecting control properties. It is able to work in all of the four quadrants of the speedtorque-field.

Krause, J.

Design and Realization of Process Controls

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 7, pp. 269–275, 5 Figs., 3 Tables, 23 Refs.

The total process of the technical and technological preparation of a process controlling (automating) plant up to the delivery to the user is described. This process, in which in this paper it is started from components already existing, that is the developing phase is factored out consciously, is altogether a scientific-technical working process, which may be subdivided in the designing phase of creating the documentation and in the realizing phase of the existing data. The plant system „audatec" represents the reference point.

Документация

Бунцель, Э.; Херман, У.; Мюнх, У.

Рабочая характеристика электродинамических приводов с качательным движением

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 7, стр. 245–247, 7 рис., 22 уравн., 4 лит.

Линейные двигатели на вибрирующей катушке, за счет системы пружинения — массы показывают особенности в рабочей характеристике. Представляется модель расчета рабочих характеристик. Помимо выведения принципиальных величин, влияющих на рабочую характеристику в случае линейных эквивалентных параметров, приводятся возможности моделирования с учетом нелинейности и несинусоидального возбуждения.

Паулиг, Э.; Генш, У.; Тефера, Г.

Оценка коммутационных свойств машин постоянного тока при эквивалентной нагрузке в процессе испытания

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 7, стр. 248–249, 3 рис., 11 уравн., 2 лит.

Для описания зависимости интенсивности искрения под щеткой от тока якоря и скорости вращения приводится упрощенное составление модели, позволяющее произвести оценку коммутационных свойств в условиях эквивалентной нагрузки, а также оптимизацию цикла нагрузки.

Пасцек, В.

Определение синтетических параметров турбогенераторов с помощью метода конечных элементов

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 7, стр. 249–252, 5 рис., 13 уравн., 4 лит.

Расчет распределения поля осуществляется с помощью метода конечных элементов. Полученные при помощи метода приближения частотные характеристики функций передачи, представленных в виде операторов, содержат синтетические параметры модели машины. Определены процессы тока возбуждения при внезапном коротком замыкании синхронной машины как с помощью обратного преобразования Лапласа, так и с помощью преобразования фурье.

Бунцель, Э.

Квазистационарная модель для описания рабочей характеристики машин с вращающимся магнитным полем с питанием от статического преобразователя частоты

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 7, стр. 252–255, 2 рис., 22 уравн., 3 лит.

Ограничение на медленные доли решения, принадлежащие к небольшим собственным значениям системы, лежащие в частотном диапазоне ниже частоты основных колебаний фазных величин, позволяет применение квазистационарных моделей для описания рабочей характеристики и при питании трехфазного двигателя от статического преобразователя частоты. Дается описание квазистационарных моделей для вентильного двигателя и подсинхронного вентильного каскада.

Кунце, В.; Кус, Х.; Биннер, А.

Определение параметров электрических машин при помощи численного расчета поля

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 7, стр. 255–257, 3 рис., 15 уравн., 2 лит.

Параметры электрических машин, предназначенных для применения в автоматизированных приводных и энергетических системах, должны определяться с большей точностью чем до сих пор. В связи с этим, практичную возможность предоставляет численный расчет магнитного поля. В статье продемонстрируется определение параметров индуктивностей из результатов стационарных и нестационарных численных расчетов поля по методу конечных элементов с учетом вида схемы соединения электрического контура.

Кабиш, Х.; Мёллер, Д.

Четыре десятилетия техники вентильного преобразователя тока в ГДР — 40 лет на Электропроект унд Анлагенбау Берлин

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 7, стр. 257–259, 6 лит.

Исходя из 40-летнего развития техники вентильного преобразователя тока представляются новое поколение исполнительных звеньев на элементах мощной электроники на базе беспрерывной цифровой обработки информации, а также современные, автоматизированные при помощи ЭВМ методы проектирования вентильных преобразователей тока.

Николай, У.; Конрад, Х.

Тиристоры типа GTO: функция, свойства, возможности и проблемы применения Часть 2

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 7, стр. 260–263, 8 рис., 8 лит.

Во второй части данной работы сформулируются основные условия возбуждения тиристоров типа GTO, вытекающие из принципов функционирования, описанных в I части. Обсуждаются разнообразные виды исполнения схем возбуждения на базе результатов измерений, представляется реализованный образец.

Бунцель, Э.; Швердфегер, Д.

Специфичная для мотора модель и параметры электронного двигателя и их идентификация

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 7, стр. 263–267, 6 рис., 1 табл., 14 уравн., 10 лит.

Исходя из спецификации электронного двигателя выводятся и описываются возможно простая модель электромеханического преобразователя энергии, а также специфичные для мотора параметры и показатели. Поясняются методы для экспериментального определения параметров, кратко рассматриваются вопросы проверки электронных двигателей в конечной фазе процесса изготовления их.

Цденек, Д.

Разработка регулируемых быстроходных приводов переменного тока большой мощности

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 7, стр. 267–269, 4 рис.

Для запланированного расширения транзитной газопроводной системы существенно более мощными турбокомпрессорами ЧКД Прага разработал регулируемый быстроходный трехфазный привод 25 МВт. Выбранный тип привода обладает отличными свойствами регулировки.

Краузе, Й.

Проектирование и реализация устройств управления процессами

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 7, стр. 269–275, 5 рис., 3 табл., 23 лит.

Описывается общий процесс технической и технологической подготовки установки управления процессом (автоматизации) вплоть до передачи ее потребителю. Данный процесс, при котором сознательно упускается фаза разработки, в целом представляет собой научно-технический рабочий процесс, который условно можно подразделить на фазу проектирования по составлению документации и фазу реализации подготовленного материала. Система установок audatec при этом является точкой отнесения.

Dokumentation

Bunzel, E.; Herrmann, U.; Münch, U.
Betriebsverhalten elektrodynamischer Schwingankerantriebe
ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 7, S. 245–247, 7 Bilder, 22 Gln., 4 Lit.
Schwingspulenlinearmotoren haben aufgrund des Feder-Masse-Systems Besonderheiten im Betriebsverhalten. Es wird ein Modell zur Berechnung der Betriebskennlinien vorgestellt. Neben der Herleitung prinzipieller Einflußgrößen auf das Betriebsverhalten im Fall linearer Ersatzparameter werden Möglichkeiten der Simulation unter Berücksichtigung von Nichtlinearität und nichtsinusförmiger Ansteuerung angegeben.

Paulig, E.; Gensch, U.; Teferra, G.
Beurteilung der Kommutierungseigenschaften von Gleichstrommaschinen bei Äquivalentbelastung im Prüfprozeß
ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 7, S. 248–249, 3 Bilder, 11 Gln., 2 Lit.
Zur Beschreibung der Abhängigkeit der Bürstenfeuerintensität von Ankerstrom und Drehzahl wird ein vereinfachter Modellansatz angegeben, der die Bewertung der Kommutierungseigenschaften unter den Bedingungen der Äquivalentbelastung sowie die Optimierung des Lastspieles ermöglicht.

Paszek, W.
Ermittlung synthetischer Parameter von Turbogeneratoren mit Hilfe der Methode finiter Elemente
ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 7, S. 249–252, 5 Bilder, 13 Gln., 4 Lit.
Die Berechnung der Feldverteilung erfolgt mit Hilfe der Methode finiter Elemente. Die durch ein Näherungsverfahren gefundenen Frequenzgänge der in Operatorenform dargestellten Übertragungsfunktionen enthalten die synthetischen Parameter des Maschinenmodells. Es wurden die Vorgänge des Erregerstroms beim Stoßkurzschluß der Synchronmaschine sowohl durch die inverse Laplace- als auch Fourier-Transformation ermittelt.

Bunzel, E.
Quasistationäres Modell zur Beschreibung des Betriebsverhaltens umrichtergespeister Drehfeldmaschinen
ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 7, S. 252–255, 2 Bilder, 22 Gln., 3 Lit.
Die Beschränkung auf die zu den kleinen Eigenwerten des Systems gehörenden langsamen Lösungsanteile, die in einem Frequenzbereich unterhalb der Frequenz der Grundschwingungen der Stranggrößen liegen, ermöglicht auch bei Umrichterbetrieb eines Drehstrommotors die Anwendung quasistationärer Modelle zur Beschreibung des Betriebsverhaltens. Für den Stromrichtermotor und die untersynchrone Stromrichterkaskade werden die quasistationären Modelle beschrieben. Es wird herausgearbeitet, welche Maschinenparameter und elektrischen Größen das Schaltverhalten des leistungselektronischen Stellgliedes beeinflussen.

Kunze, W.; Kuß, H.; Binner, A.
Ermittlung von Parametern elektrischer Maschinen mittels numerischer Feldberechnung
ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 7, S. 255–257, 3 Bilder, 15 Gln., 2 Lit.
Parameter elektrischer Maschinen für den Einsatz in automatisierten Antriebs- und Energiesystemen müssen exakter als bisher bestimmt werden. Dafür bietet die numerische Magnetfeldberechnung eine praktikable Möglichkeit. Es wird die Ermittlung von Induktivitätsparametern aus den Ergebnissen stationärer und quasistationärer numerischer Feldberechnungen nach der Methode finiter Elemente unter Berücksichtigung der Schaltungsart des elektrischen Kreises demonstriert.

Kabisch, H.; Müller, D.
Vier Jahrzehnte Stromrichtertechnik in der DDR – 40 Jahre VEB Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin
ELEKTRIE, Berlin 43 (1989), S. 257–259, 6 Lit.
Ausgehend von der 40jährigen Entwicklung der Stromrichtertechnik werden die neue Generation leistungselektronischer Stellglieder auf der Basis einer durchgängig digitalen Informationsverarbeitung sowie moderne, rechnergestützte Methoden des Stromrichterentwurfs vorgestellt.

Nicolai, U.; Conrad, H.
GTO-Thyristoren: Funktion, Eigenschaften, Einsatzmöglichkeiten und -probleme. Teil 2
ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 7, S. 260–263, 8 Bilder, 8 Lit.
Im Teil II dieser Beitragsserie werden grundlegende Ansteuerbedingungen für GTO-Thyristoren formuliert, die aus den im Teil I beschriebenen Funktionsprinzipien resultieren. Es erfolgt eine Diskussion unterschiedlicher Ausführungsmöglichkeiten für Ansteuerschaltungen und die Vorstellung eines realisierten Musters anhand von Meßergebnissen.

Bunzel, E.; Schwerdfeger, D.
Motorspezifisches Modell und Parameter des Elektronikmotors und deren Identifikation
ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 7, S. 263–267, 6 Bilder, 1 Tafel, 14 Gln., 10 Lit.
Ausgehend von einer Spezifikation des Elektronikmotors werden ein möglichst einfaches mathematisches Modell des elektromechanischen Energiewandlers sowie die motorspezifischen Parameter und Kenngrößen abgeleitet und beschrieben. Weiterhin werden Methoden zur experimentellen Bestimmung der Parameter erläutert und die Problematik der Prüfung von Elektronikmotoren in der Endphase des Fertigungsprozesses angedeutet.

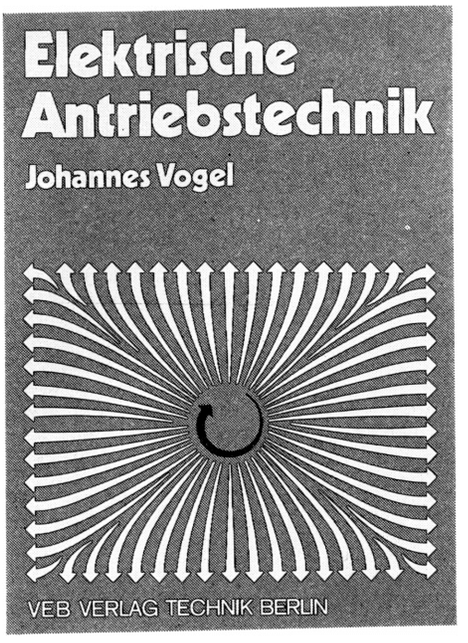
Zděnek, D.
Entwicklung regelbarer schnellaufender Wechselstrom – Antriebe großer Leistung
ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 7, S. 267–269, 4 Bilder
Für die geplante Erweiterung des Erdgas-Transitsystems mit wesentlich größeren Turboverdichtern entwickelte ČKD Prag einen regelbaren schnellaufenden 25-MW-Drehstromantrieb. Der gewählte Antriebstyp hat hervorragende Regeleigenschaften. Er kann in allen vier Quadranten des Drehzahl-Drehmoment-Feldes arbeiten.

Krause, J.
Entwurf und Realisierung von Prozeßsteuerungen
ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 7, S. 269–275, 5 Bilder, 3 Tafeln, 23 Lit.
Es wird der Gesamtvorgang der technischen und technologischen Vorbereitung einer Prozeßsteuerungs-(Automatisierungs-)Anlage bis zur Übergabe an den Nutzer beschrieben. Dieser Vorgang, bei dem hier von zur Verfügung stehenden Komponenten ausgegangen wird, also die Phase der Entwicklung bewußt ausgeklammert wird, ist insgesamt ein wissenschaftlich-technischer Arbeitsprozeß, der grob in die Entwurfsphase zum Erstellen der Dokumentation und die Realisierungsphase der vorliegenden Unterlagen untergliedert werden kann. Das Anlagensystem audatec bildet den Bezugspunkt.

ELEKTRIE

Herausgeber	Kammer der Technik, Fachverband Elektrotechnik
Verlag	VEB Verlag Technik DDR-1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14 Telegrammadresse: Technikverlag Berlin Telefon: 28700; Telex: 0112228 techn. dd
Verlagsdirektor	Dipl.-Ing. *Klaus Hieronimus*
Redaktion	Dr.-Ing. *Klaus Heide*, Verantwortlicher Redakteur (Telefon: 2870345) Ing. *Günther Barth*, Redakteur (Telefon 2870343)
Lizenz-Nr.	1100 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
Gesamtherstellung	III/18/328 Messedruck Leipzig, BT Borsdorf Borsdorf 7122
Anzeigenannahme	Für Bevölkerungsanzeigen alle Anzeigenannahmestellen in der DDR, für Wirtschaftsanzeigen der VEB Verlag Technik, Oranienburger Str. 13/14, Berlin 1020 PSF 201 Anzeigenpreisliste Nr. 7 Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH, Hermann-Duncker-Str. 89, Berlin, DDR-1157
Erfüllungsort und Gerichtsstand	Berlin-Mitte. Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Abbildungen, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.
AN (EDV)	6730
Erscheinungsweise	monatlich 1 Heft
Heftpreis	2,50 M, Abonnementpreis vierteljährlich 7,50 M. Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen.
Bezugsmöglichkeiten DDR	sämtliche Postämter
SVR Albanien	Direktorije Quendrore e Perhapjes dhe Propaganditit te Librit Kruga Konference e Pezes, Tirana
VR Bulgarien	Direkzia R. E. P., 11a, Rue Paris, Sofia
VR China	China National Publications Import and Export Corporation, West Europe Department, P. O. Box 88 Beijing
ČSSR	PNS – Ústřédni expedicia a dovoz tisku Praha, Slezká 11, 12000 Praha 2 PNS, Ústredna Expedicia a Dovoz Tlače Praha, Posta 022, 88547 Bratislava
SFR Jugoslawien	Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzéće MLADOST, Ilica, 30 4100 Zagreb
Koreanische DVR	CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang
Republik Kuba	Empresa de Comercio, Exterior de Publicationes, O'Reilly No. 407, Ciudad Habana
VR Polen	C. K. P. i. W. Ruch, Towarowa 28, 00-958 Warszawa
SR Rumänien	D. E. P. Bucaresti Piata Scinteii, Bucaresti
UdSSR	Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' oder Postämter und Postkontore
Ungarische VR	P. K. H. I., Külföldi Elöfizetési Osztály. P. O. Box 16, 1426 Budapest
SR Vietnam	XUNHASABA 32, Hai Ba Trung, Ha Noi
BRD und Berlin (West)	ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52; Kunst und Wissen Erich Bieber OHG, Postfach 46, 7000 Stuttgart 1; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstraße 111, 1000 Berlin (West) 30
Österreich	Helios Literatur-Vertriebs-GmbH & Co. KG, Industriestraße B 13, A-2345 Brunn am Gebirge
Schweiz	Verlagsauslieferung Wissenschaft der Freihofer AG, Weinbergstr. 109, 8033 Zürich
Alle anderen Länder	örtlicher Fachbuchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, Leipzig, Postfach 160; DDR-7010 und Leipzig Book Service, Talstraße 29, Leipzig, DDR-7010

Lieferbar in vierter, stark bearbeiteter Auflage!



Elektrische Antriebstechnik

Von Prof. Dr. sc. techn. Johannes Vogel u.a.
416 Seiten, 303 Bilder, 28 Tafeln, Kunstleder, DDR 25,50 M, Ausland 40,— DM.
Bestellangaben: 553 890 4/Vogel, El. Antriebstechnik

Das Lehrbuch vermittelt Kenntnisse über die Wirkungsweise und das Verhalten elektrischer Antriebe für eine technisch-ökonomisch begründete Auswahl und Dimensionierung. Die einzelnen Abschnitte sind gegliedert in der Reihenfolge Anforderungen aus dem technologischen Prozeß — Bestimmung der Schaltungsstruktur — Auswahl und Dimensionierung der Bauglieder des Leistungs- und Informationsteils. In allen Abschnitten wurden Aktualisierungen entsprechend dem neuesten Stand der Technik vorgenommen, z. B. die leistungselektronischen Stellglieder und die digitale Antriebsregelung betreffend.

AUS DEM INHALT:

Analyse der Stell- und Bewegungsvorgänge Größen des Bewegungsablaufs · Kräfte und Drehmomente · Mechanische Antriebsleistung · Leistungsbedarf ausgewählter Arbeitsmaschinen · Im Antriebssystem gespeicherte kinetische Energie · Elastizitäten und Getriebespiele im Zweimassensystem · Prozeßanalytische Aufbereitung der Antriebsvorgänge

Kennlinienfelder und Stellmöglichkeiten elektrischer Antriebsmaschinen Energiebilanz im Antriebssystem · Gleichstrom-Nebenschlußmaschine (GNM) · Gleichstrom-Reihenschlußmaschine (GRM) · Asynchronmaschine mit Schleifringläufer (AMSL) · Asynchronmaschine mit Kurzschlußläufer (AMKL) · Synchronmaschine mit Schenkelpolläufer (SM) · Einphasen- und Drehstrom-Kommutatormaschinen · Elektromagnetische Kupplungen · Bemerkungen zur Auswahl elektrischer Antriebsmaschinen

Typenleistung und Schutzeinrichtungen elektrischer Maschinen Allgemeine Konstruktionsmerkmale und Maschinendaten · Einflußfaktoren auf die Lebensdauer und Umwelt · Verlustleistungen · Thermische Vorgänge und Betriebsarten · Typenleistungsbestimmung nach dem Einkörpermodell und nach dem Zweikomponentenmodell · Anlasser und Steller · Motorschalter und Motorschutz

Leistungselektronische Stellglieder für elektrische Antriebe Übersicht und Einteilung der Stellglieder · Leistungselektronische Stellglieder für Gleichstromantriebe und für Drehstromantriebe · Netzrückwirkungen von Stromrichtern

Stromrichtergespeiste Gleich- und Drehstromantriebe Stationäres und dynamisches Verhalten stromrichtergespeister Gleichstrom- und Drehstromantriebe · Regelung spezieller Größen des Bewegungsablaufes · Bauglieder zur Informationserfassung und -verarbeitung

Elektrische Kleinantriebe Gleichstrom-Kleinantriebe · Wechselstrom-Reihenschlußantriebe (Universalmotoren) · Asynchrone und synchrone Wechselstrom-Kleinantriebe · Elektronikmotoren · Schrittantriebe

Anhang SI-Einheiten und Umrechnungsbeziehungen · Bestimmung der Anlaufkennlinie und der Anlaufzeit · Bestimmung und Auswertung der Stromortskurve für AMSL · Drehmomentenbeziehungen von Drehstrommaschinen in Raumzeigerdarstellung · Bestimmung von Erwärmungsgrößen elektrischer Maschinen · Kennwerte von Halbleiterbauelementen für Stromrichterstellglieder · Eigenschaften und Kenndaten netzgeführter Stromrichterschaltungen · Laplace-Transformationen · Frequenzgänge zur Beurteilung des Regelkreisverhaltens · Lineare Reglerschaltungen · Nichtlineare Reglerschaltungen und Funktionsgeber · Standards.

Im Fachbuchhandel erhältlich

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

ISSN 0013—5399
ELEKTRIE · Berlin 43 (1989) 7 · S. 241—280

6730 7 177 027 465
KOMB KERAMI WERKE
8612 7001 0136 PF 1
***331*

Neuerscheinung

Von Prof. Dr.-Ing. Manfred Kahle
360 Seiten, 311 Bilder, 30 Tafeln, Leinen, DDR 36,— M, Ausland 56,— DM. Bereits lieferbar
Bestellangaben: 553 8947/Kahle, Isoliertechnik

Die elektrische Isoliertechnik schafft unabdingbare Voraussetzungen für jegliche elektrische Energieerzeugungs-, Energieübertragungs- und -anwendungsprozesse wie auch für die Informationsverarbeitung. Das vorliegende Buch will dem Rechnung tragen. Es behandelt in fünf Hauptabschnitten die Aufgaben der elektrischen Isoliertechnik, die Wechselwirkung zwischen Beanspruchung und Isoliervermögen, Fragen der Zuverlässigkeit und schließlich die Auslegung und Konstruktion von Isolierungen.
Bei der Darlegung des Stoffs wird nicht von bestimmten Erzeugnissen ausgegangen, sondern es werden Isolierprinzipien mit typischen Auslegungen und konstruktiven Gemeinsamkeiten betrachtet, die dann anhand von Erzeugnisbeispielen demonstriert werden. Der stochastische Charakter der Wechselwirkung von Belastung und Isoliervermögen macht deren Erfassen schwierig; hier werden Möglichkeiten der physikalischen und mathematischen Beschreibung gegeben.
Ein besonderes Augenmerk richtet der Autor auf die verschiedenen Alterungsmechanismen, die in der Praxis zusammenwirkend als Multistreßalterung auftreten und schließlich zu Durchschlägen und mechanischen Brüchen führen.
In dieser systematischen und umfassenden Aufarbeitung des Fachgebietes dürfte das Buch einmalig sein. Es ist zunächst für in der Elektrotechnik arbeitende Wissenschaftler und Ingenieure bestimmt; aber auch Physiker oder Chemiker, die mit Aufgaben aus der Elektrotechnik betraut sind, wie auch Studenten der einschlägigen Fachrichtungen werden hier wertvolle Hinweise und Erkenntnisse finden.

Aus dem Inhalt:

Belastung von Isolierungen und Beanspruchung der Isolierstoffe Klimatische und Umweltfaktoren · Betriebstechnische Belastungen

Isoliervermögen von Isolierungen und deren Einflußgrößen Isoliervermögen und Durchschlag · Einfluß des elektromagnetischen Feldes auf das Isoliervermögen · Stoffstruktur und Eigenschaften der Isolierung · Einfluß der Ladungsträger und ihrer Bewegung auf die Isolierfähigkeit · Elektrische Durchschlagvorgänge · Alterung von Isolierstoffen

Schutz der Isolierung und Diagnose des Isoliervermögens Aktiver und passiver Schutz der Isolierung gegen Überspannungen · Isolationskoordination · Isolierstoffdiagnose. Diagnose zur Zustandserfassung von Isolierungen. Hochspannungsprüf- und -meßtechnik

Auslegung, Konstruktion und Technologie von elektrischen Isolierungen Luftisolierungen · Druckgasisolierungen · Flüssigkeits- und Mischisolierungen · Festkörperisolierungen.

Auslieferung durch den Fachbuchhandel

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN